

7 f
404 PAGES
 L'UN ANNEE N° 1036 - SEPTEMBRE 1983

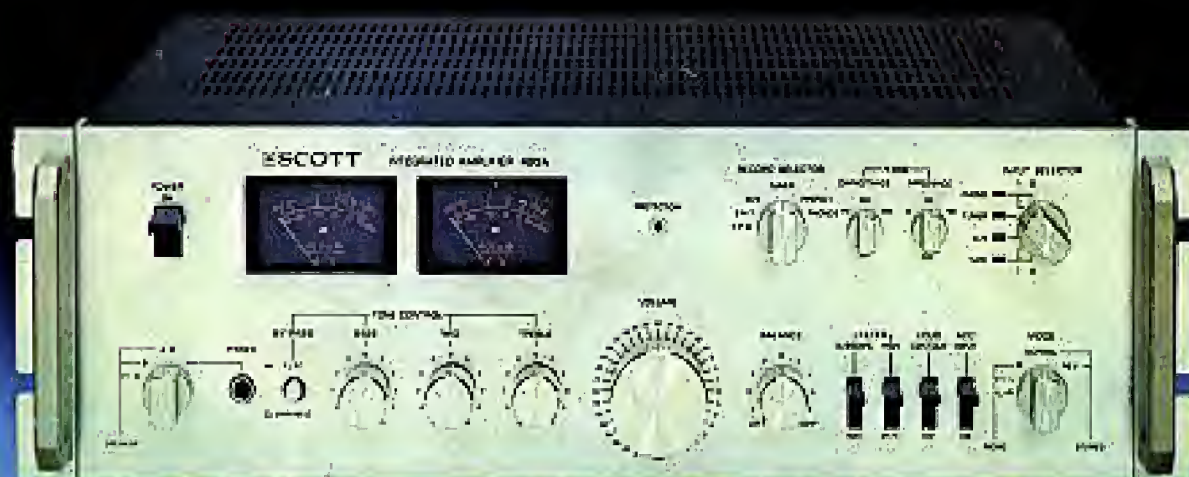
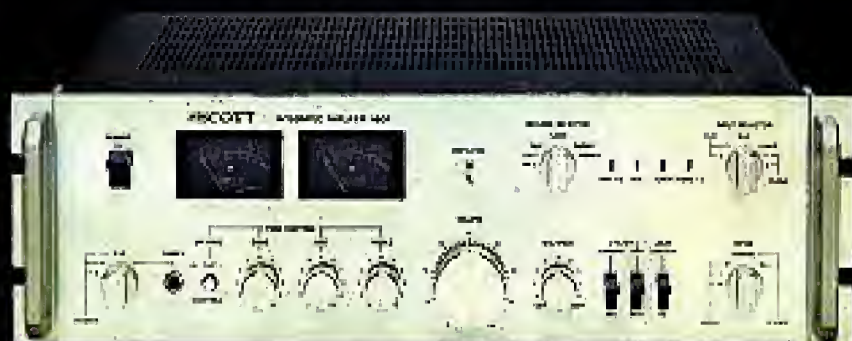
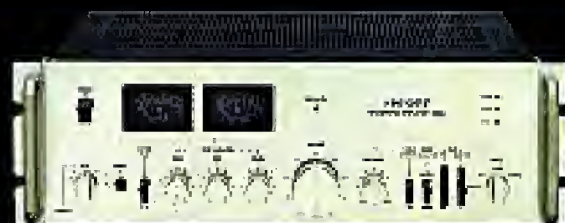
LE HAUT-PARLEUR

JOURNAL DE VULGARISATION

ISSN 0337-1893

SON TÉLÉVISION RADIO ÉLECTRONIQUE

■ PREAMPLI CA 202 P ET AMPLI CA 200 M CYBERNET □ MIRE COULEUR PHILIPS PP 5215 □ PHOTO : LE SYSTEME OLYMPUS □ □ □
 ■ REALISEZ : UNE CAMERA DE TV NOIR ET BLANC DE QUALITE □ UN AMPLI HIFI ORIGINAL ET MODULAIRE □ □ □



SCOTT. une nouvelle génération d'Amplis

ADMINISTRATION - REDACTION

Fondateur : J.-G. POINCIGNON
 Directeur de la publication : A. LAMER
 Directeur : H. FIGHERA
 Rédacteur en chef : A. JOLY
 Secrétaire de rédaction : C. DUCROS

SOCIÉTÉ DES PUBLICATIONS
 RADIO-ELECTRIQUES ET SCIENTIFIQUES
 Société anonyme au capital de 120 000 F

LE HAUT-PARLEUR
 2 à 12, rue de Bellevue
 75010 PARIS CEDEX 10
 Tél. : 200-33-05
 Téléc. : PGV 230472 F

La Rédaction du Haut-Parleur décline toute responsabilité quant aux opinions formulées dans les articles, celles-ci n'engageant que leurs auteurs. Les manuscrits publiés ou non ne sont pas retournés.

ABONNEMENTS

ABONNEMENT D'UN AN
 comprenant :

14 numéros dont 2 numéros spécialisés :
 LE HAUT-PARLEUR SPECIAL PANORAMA HIFI
 LE HAUT-PARLEUR SPECIAL RADIOCOMMANDE

FRANCE : 88 F ETRANGER : 136 F

Nous proposons aux lecteurs qui le désirent de souscrire à un abonnement groupé :

14 numéros LE HAUT-PARLEUR
 + 11 numéros ELECTRONIQUE PRATIQUE
 + 11 numéros SONO

FRANCE : 156 F ETRANGER : 226 F

14 numéros LE HAUT-PARLEUR
 + 11 numéros ELECTRONIQUE PRATIQUE

FRANCE : 110 F ETRANGER : 180 F

14 numéros LE HAUT-PARLEUR
 + 11 numéros SONO

FRANCE : 120 F ETRANGER : 170 F

BULLETIN D'ABONNEMENT voir page 172.

« La loi du 13 mars 1957 n'autorisant, aux termes des alinéas 2 et 3 de l'article 41, d'une part, que les copies ou reproductions strictement réservées à l'usage privé du copiste et non destinées à une utilisation collective et, d'autre part, que les analyses et les courtes citations dans un but d'exemple et d'illustration, « toute représentation ou reproduction intégrale, ou partielle, faite sans le consentement de l'auteur ou de ses ayants-droit ou ayants-cause, est illicite et constitue, en vertu de l'article 40, une représentation ou reproduction, par quelque procédé que ce soit, constituant une contrefaçon sanctionnée par les articles 425 et suivants du Code de Commerce ».

B.F. - Technique générale - HIFI

- Le préamplificateur CA 202 P et l'amplificateur CA 200 M CYBERNET 120
- Système d'enceintes acoustiques pour voiture EQ1 ADVENT 170
- ABC : Les amplificateurs 175

Radio - T.V. - Technique générale

- Un circuit fermé de télévision 110
- Le récepteur GRUNDIG SATELLIT 3000 173

Electronique - Technique générale

- Les machines qui parlent 163
- L'heure et les signaux horaires 181
- Nouveaux circuits intégrés à hautes performances 181
- Utilisation du transformateur statique : Etude et réalisation d'alimentations B.T. à pont capacitif 198

Réalizations

- Réalisez une caméra T.V. de qualité 131
- Commande à distance analogique à 4 voies 140
- Un pupitre de mixage à 5 entrées 149
- Réalisez un amplificateur HIFI original et modulaire 154
- Réalisez un mini ordinateur 211
- Réalisez un commutateur automatique d'échelles pour multimètres digitaux 219
- C.I. Pourquoi pas ? Voltmètre de pointe à mémoire 224
- Adaptez cette mire de convergence à votre jeu T.V. 228
- Un vumètre, crémètre à mémoire 232
- Réalisez un testeur d'état logique à 3 états : La trilogie 234
- Un plafonnier électronique pour automobile 237
- Un testeur de semi-conducteurs en et hors circuit 240

Mesure - Service

- Deux contrôleurs universels : PANTEC Minor 20 k Ω /V Major 40 k Ω /V 106
- La mire couleur PHILIPS PP 5215 128

Photo - Ciné

- Le système OLYMPUS 113

Journal des O.M.

- Le transceiver SSB 144 MHz IC 202 251
- L'argus des appareils d'occasion 256

Divers

- Bloc notes 100
- A propos de l'outillage de votre labo 161
- La foudre 187
- Une source économique d'air comprimé 227
- Sélection de chaînes HIFI 243
- Notre courrier technique 245
- Petites annonces 251
- Carnet d'adresses 266
- Lecteur Service 267

PUBLICITE

SOCIÉTÉ AUXILIAIRE DE PUBLICITÉ
 43, rue de Dunkerque
 75010 PARIS
 Tél. : 285-04-46 (lignes groupées)
 G.C.P. PARIS 379360

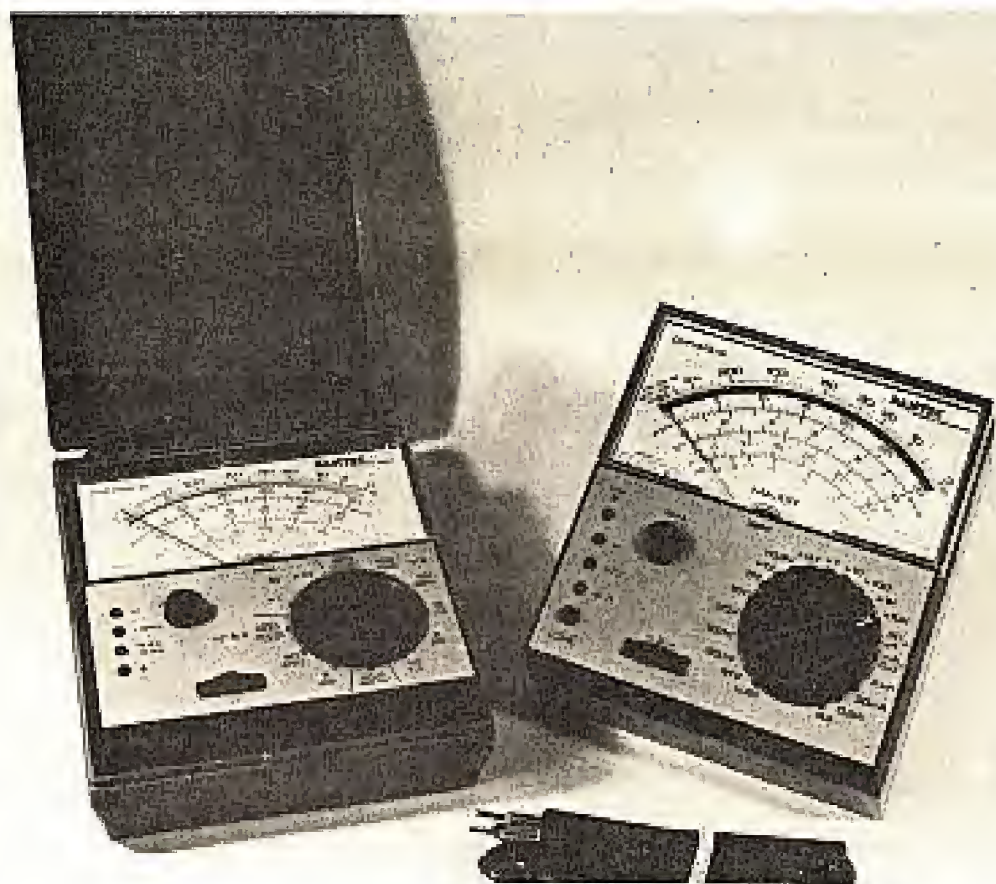


Commission Paritaire N° 50 101

Copyright - 1976
 Société des Publications
 radioélectroniques et
 scientifiques

Dépôt légal 3^e trimestre 1976
 N° éditeur : 440
 Distributeur par
 « Transport Presse »

DEUX CONTROLLEURS UNIVERSELS



PANTEC

MINOR (20 $k\Omega/V$) et MAJOR (40 $k\Omega/V$)

SOUS la marque PANTEC, on trouve actuellement en France sept modèles de contrôleurs universels. Nous avons retenu deux d'entre eux, pour le présent essai. Sous des présentations voisines, ils diffèrent notamment par leurs impédances d'entrée (en voltmètre), leurs sensibilités maximales dans les diverses fonctions, et le nombre des calibres. Le modèle MAJOR est le plus perfectionné des deux appareils, et comporte deux générateurs de signaux incorporés.

Présentation générale

Les deux contrôleurs, livrés dans un joli coffret de plastique gris qui renferme aussi les sondes (voir notre photo de tête), ont les mêmes dimensions, et le même aspect général. Le large galvanomètre est équipé d'une aiguille couteau, et d'un miroir antiparallaxe, offrant un agréable confort de lecture, et permettant d'atteindre réellement la précision maximale à laquelle peut prétendre ce type de matériel.

Les différentes échelles sont très clairement sérigraphiées en deux couleurs : noir pour

toutes les mesures en continu, et rouge pour les mesures en alternatif.

La partie inférieure de la façade est occupée par les bornes d'entrée, les commutateurs de gammes et de fonctions, le potentiomètre de tarage de l'ohmmètre. Toutes ces commandes, clairement référencées, sont faciles à manipuler, et notamment le commutateur de gammes, avec son large bouton à cuvette. On aurait peut-être souhaité, cependant, que le bouton de tarage de l'ohmmètre fut plus gros.

La face arrière, enfin, contient un volet d'accès aux piles. Sur le modèle Major le

corps de la sonde positive contient le fusible de protection.

Principales caractéristiques du modèle Minor

- 8 gammes de mesures et 38 calibres
- galvanomètre de 40 μA , classe 1,5
- impédance d'entrée : 20 $k\Omega/V$ en continu, et 4 $k\Omega/V$ en alternatif
- tensions continues : 0,15 V ; 1,5 V ; 5 V ; 15 V ; 50 V ; 150 V ; 500 V et 1500 V, à pleine échelle
- tensions alternatives : 7,5 V ;

25 V; 75 V; 250 V; 750 V;
1500 V à pleine échelle
• intensités continues: 50 μ A;
5 mA; 50 mA; 500 mA;
2,5 A
• intensités alternatives:
25 mA; 250 mA; 2,5 A;
12,5 A
• résistances: 10 k Ω et
10 M Ω à pleine échelle
• décibels: de -10 à +69 en
6 gammes
• capacités (méthode ballisti-
que): 100 μ F et 100 mF
• dimensions: 131 x 125
x 37 mm
• masse: 350 g.

Utilisation du modèle Minor

Elle est suffisamment intuitive pour qu'il nous suffise d'une rapide analyse des commandes, menée par référence à la photographie de la figure 1.

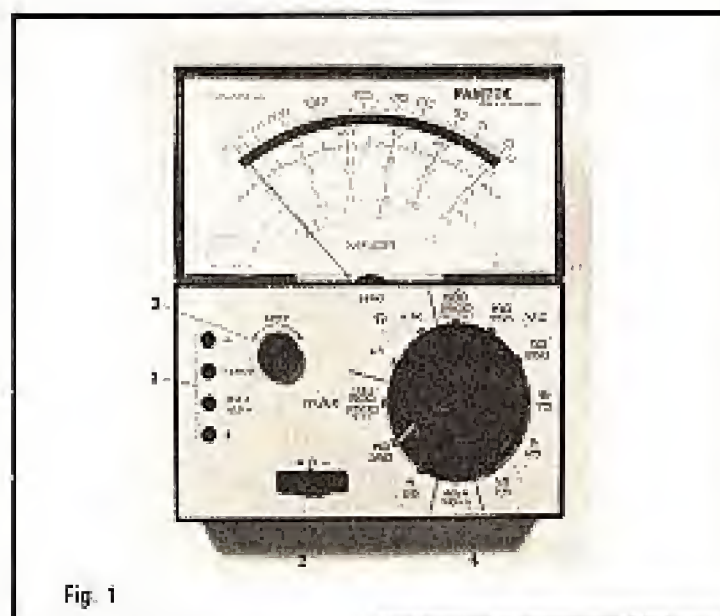


Fig. 1

(1) bornes d'entrée: la borne « - » représente le commun pour toutes les mesures; l'autre pôle est la borne « + », sauf pour les tensions élevées (1,5 kV) et pour les fortes intensités (2,5 A en continu, et 12,5 A en alternatif).

(2) sélecteur du fonctionnement en continu ou en alternatif: la position centrale est utilisée en ohmmètre.

(3) potentiomètre de tarage du zéro en ohmmètre.

(4) sélecteur combiné de gammes et de fonctions.

Schéma de principe

Dans son classicisme, il n'appelle guère de commentaires, ainsi qu'en témoigne la figure 2.

En alternatif, le redressement s'opère par les deux diodes OA 95. Les diodes 1N4148, protègent le galvanomètre, dont la résistance est réglée, à la mise au point, par une ajustable de 1 k Ω .

On retrouve, sur ce schéma de principe, les gammes non directement accessibles par le commutateur: pour les hautes tensions, une résistance de 20 M Ω est placée en série avec la chaîne du diviseur; pour les fortes intensités, le shunt de 0,24 Ω est directement branché entre le commun et la borne 2,5 A (12,5 A en alternatif).

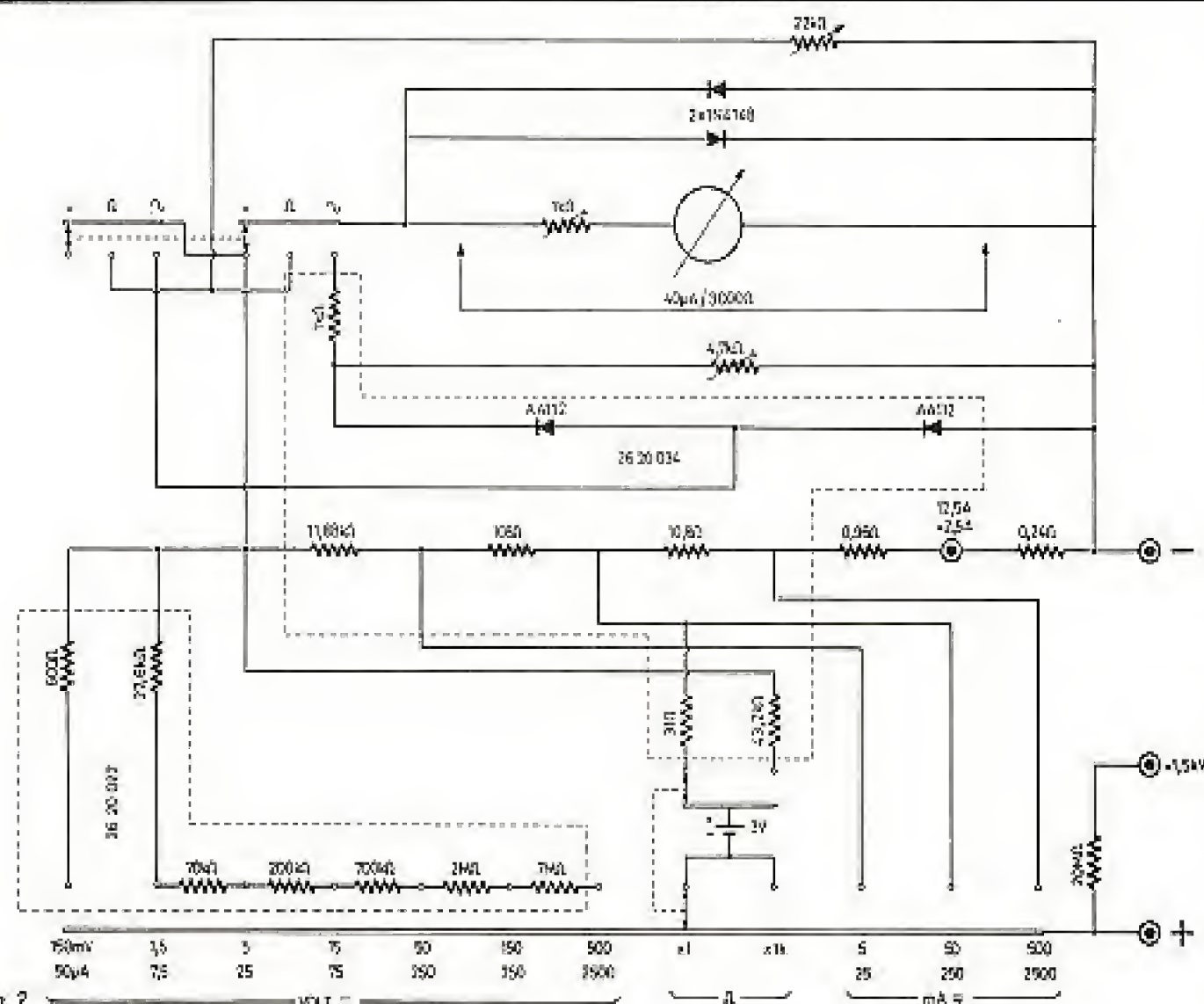


Fig. 2

Principales caractéristiques du modèle Major

- 8 gammes de mesures, et 48 calibres.
- galvanomètre de $17,5 \mu\text{A}$, classe 1, et donnant une déviation totale sur 110° .
- impédance d'entrée : $40 \text{ k}\Omega/\text{V}$ en continu et en alternatif.
- tensions continues : 0,3 V ; 1 V ; 3 V ; 10 V ; 30 V ; 100 V ; 300 V et 1 kV à pleine échelle.
- tensions alternatives : 3 V ; 10 V ; 30 V ; 100 V ; 300 V et 1 kV.
- intensités continues : $30 \mu\text{A}$; $300 \mu\text{A}$; 3 mA ; 30 mA ; 300 mA et 3 A.
- intensités alternatives : 3 mA ; 30 mA ; 300 mA ; 3 A.
- résistances : $1 \text{ k}\Omega$; $10 \text{ k}\Omega$; $100 \text{ k}\Omega$; $1 \text{ M}\Omega$; $10 \text{ M}\Omega$ et $100 \text{ M}\Omega$ à pleine échelle.

- décibels : de -10 à +65 dB en six calibres.
- capacités (méthode balistique) : $10 \mu\text{F}$ à 1 F en six calibres.
- générateur de signaux incorporé :
- dispositif de protection électronique.
- dimensions $131 \times 125 \times 37 \text{ mm}$.
- masse : 700 g.

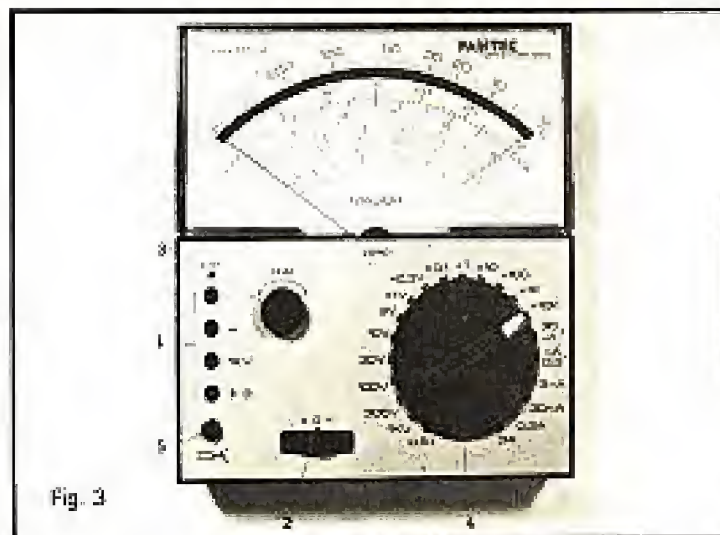


Fig. 3

Utilisation du modèle Major

Comme pour le modèle MINOR, nous nous reportons à la photographie de façade, donnée en figure 3, et dont les références correspondent à l'énumération ci-dessous :

(1) bornes d'entrée : la borne

"-x" sert de pôle commun à toutes les mesures ; l'autre pôle est la borne "+x", sauf pour la mesure des tensions élevées (échelle 1,5 kV). La sortie des générateurs de signaux s'effectue sur la borne USI.

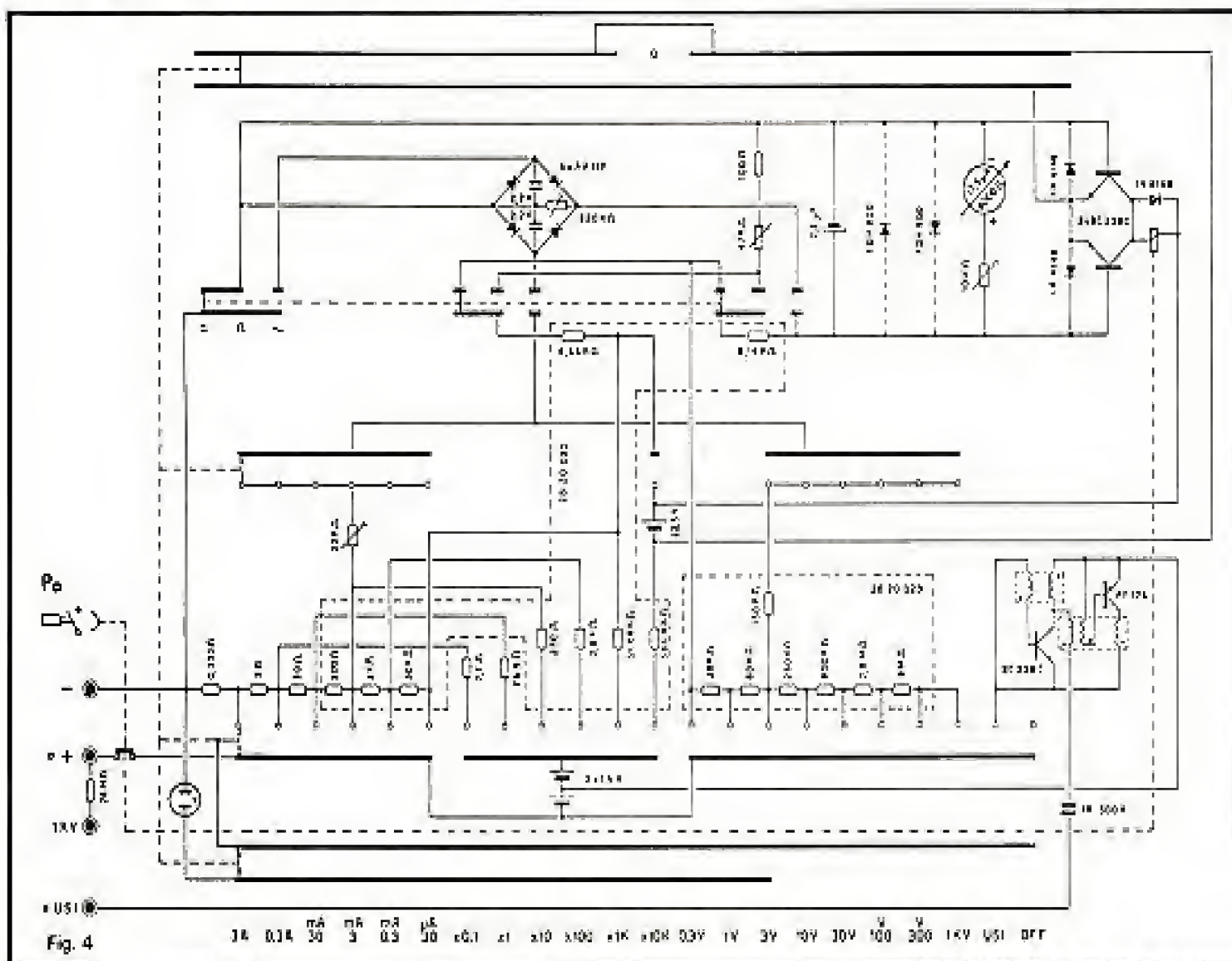
(2) sélecteur de fonctionnement en continu, alternatif, ou ohmmètre.

(3) potentiomètre de tarage du zéro, en ohmmètre.

(4) sélecteur combiné de gammes et de fonctions. La position USI met en service l'oscillateur.

(5) réarmement du disjoncteur de protection (voir plus loin).

Le générateur de signaux est un perfectionnement qui nous semble hautement appréciable, sur un appareil destiné à l'usage courant dans un laboratoire comme sur le terrain, et tant en mise au point qu'en dépannage. Les oscillogrammes des figures 5 et 6, montrent le signal observé, pour deux vitesses différentes de



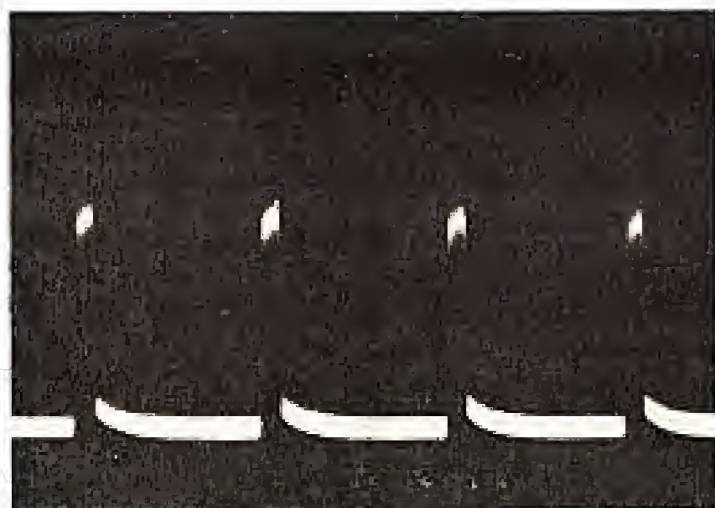


Fig. 5

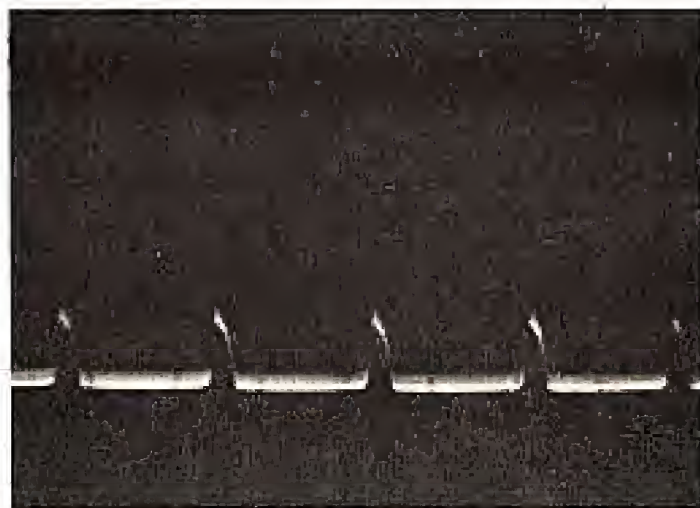


Fig. 6

balayage sur l'oscilloscope. Il apparaît ainsi que les deux composantes de ce signal ont pour fréquences, respectivement, 1000 et 500 000 Hz. Avec les nombreux harmoniques qui correspondent aux fronts raides, on voit, finalement, que la gamme couverte en HF est fort étendue, avec l'apport intéressant d'une modulation par la BF, permettant un contrôle auditif.

Schéma du modèle Major

Comme le montre la figure 4, il est sensiblement plus sophistiqué que celui du MINOR.

Fondamentalement, la partie multimètre proprement dite, n'est évidemment pas fondamentalement différente. Pour les mesures en alternatif, le redressement est toutefois plus élaboré, à l'aide du pont de quatre diodes AA 112. Autour du galvanomètre, on trouve un dispositif de protection assez complexe, mettant en jeu, notamment, deux transistors de type BC 238C, associés à un relais électromécanique. En cas de surcharge, ce relais libère un contact qui coupe la ligne aboutissant à la borne «+» (ligne pointillée sur le schéma de la fig. 4). Il faut, pour réarmer, enfoncer le poussoir PO (référence (5) de la fig. 3), qui referme alors le contact. Sur la photographie de la figure 7, on peut voir le

détail de ce relais : après déclenchement, la tige liée au poussoir bloque la palette.

L'oscillateur, produisant les signaux complexes du générateur HF-BF combiné, est construit autour des transistors BC 238C et AF 126, associé à un jeu de bobinages. L'ensemble, dont l'analyse nous entraînerait trop loin, s'apparente à un oscillateur blocking.

Enfin, sur la vue générale de la figure 8, on distingue une partie des composants du contrôleur, et, en particulier, les bobinages de l'oscillateur.

Nos conclusions

Les deux contrôleurs PANTEC que nous avons testés, nous ont plu par

leur commodité d'emploi, que renforce une présentation claire et très agréable.

De conception classique, le modèle MINOR, avec son impédance de 20 k Ω /V, constitue déjà un appareil de bonne qualité. Le Major, lui, ajoute à des performances très intéressantes en tant que contrôleur, un générateur de dépannage qui est un tout important, et de très bons circuits de protection.

R.A.

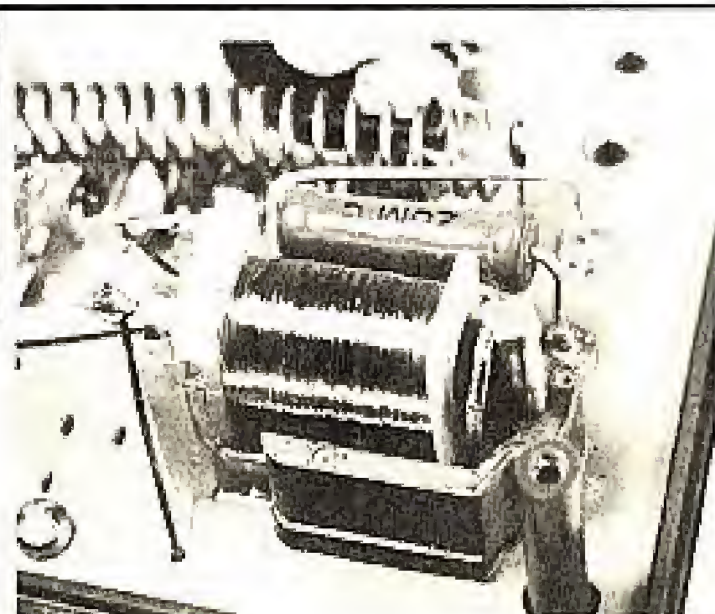


Fig. 7

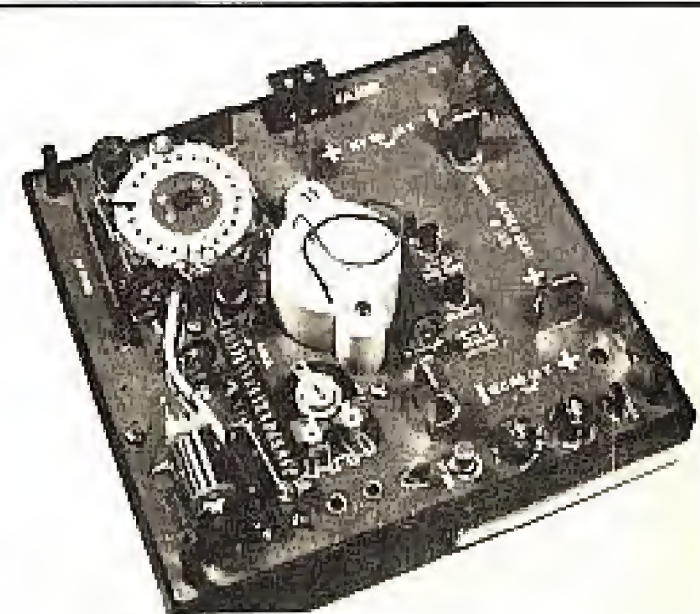
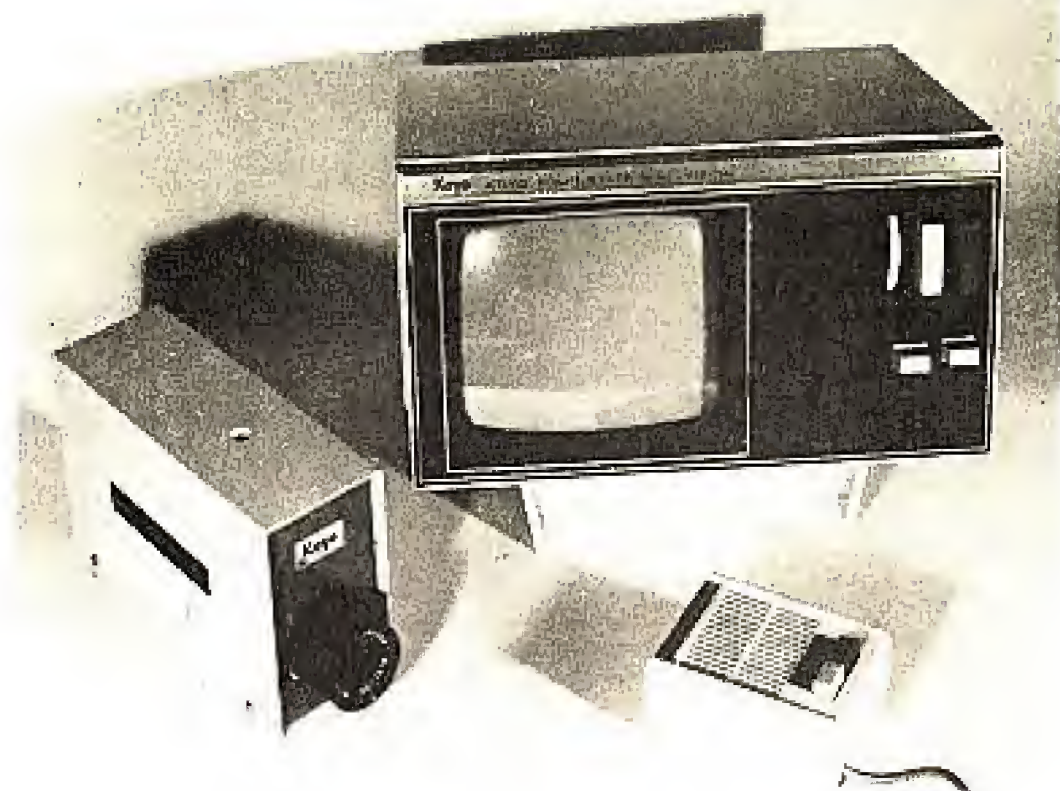


Fig. 8

UN CIRCUIT FERME DE TELEVISION



POUR LA SURVEILLANCE KOYO TVC 501

LA civilisation que nous vivons impose chaque jour davantage la surveillance auditive et visuelle des magasins, des accès aux habitations, etc. Dans ce domaine, les circuits fermés de télévision, couplés à des interphones à une ou plusieurs voies, apportent une solution élégante, pour peu que s'y ajoutent une miniaturisation suffisante, et un faible prix.

L'ensemble décrit ci-dessous satisfait ces critères. Il comprend essentiellement une caméra, un moniteur et un interphone. Par l'intermédiaire d'un boîtier de distribution et de contrôle, l'ensemble peut

être étendu jusqu'à trois caméras, accompagnées chacune de leur interphone.

Présentation générale de l'équipement de base

Nous entendons, par là, l'ensemble limité à son minimum, pour la surveillance d'un poste unique.

Il se compose alors du moniteur, d'une unique caméra, et d'un interphone, le tout évi-

demment complété par les câbles de liaison, ainsi que par un éventuel support à rotule pour la mise en place de la caméra. Nous avons rassemblé cet équipement minimal sur la photographie de la figure 1 (photo de titre), à l'exception toutefois des câbles et du support.

La caméra, remarquable par sa compacité comme par sa légèreté (180 mm de longueur hors tout avec son objectif, 90 mm de hauteur, et 55 mm de largeur), ne comporte aucun autre dispositif de réglage que la mise au point de l'objectif; d'une focale de 16 mm, ouvert à $f/1,6$, cet objectif autorise

une mise au point de 50 cm à l'infini. A l'usage, sa définition paraît largement suffisante pour celle qu'autorise l'écran du moniteur.

Ce dernier, agréablement présenté dans un coffret gainé de gris très clair, avec une façade d'un gris plus foncé, offre un écran de 11 cm de largeur, sur 8 cm de hauteur (fig. 2). Il anferme aussi le récepteur de l'interphone. La photographie de la figure 2 détaille le rôle des diverses commandes, ci-dessous référencées:

1 - interrupteur général de mise sous tension.

- 2 - basculeur de « stand-by » ou d'affichage de l'image.
- 3 - potentiomètre de contrôle de la luminosité.
- 4 - potentiomètre de contrôle du contraste.
- 5 - haut-parleur de l'interphone.
- 6 - contrôle du volume sonore.
- 4 - poussoir de signal d'appel.
- 8 - poussoir de conversation, mettant en circuit l'interphone.

Au micro de celui-ci, raccordable par câble à la caméra, on ne trouve que ces deux commandes : les poussoirs d'appel et de mise en service de la liaison phonique.

Les caractéristiques techniques

La caméra, réduite à sa plus simple expression, ne comporte que le tube vidicon, associé d'une part à l'amplificateur vidéo-fréquence, et d'autre part

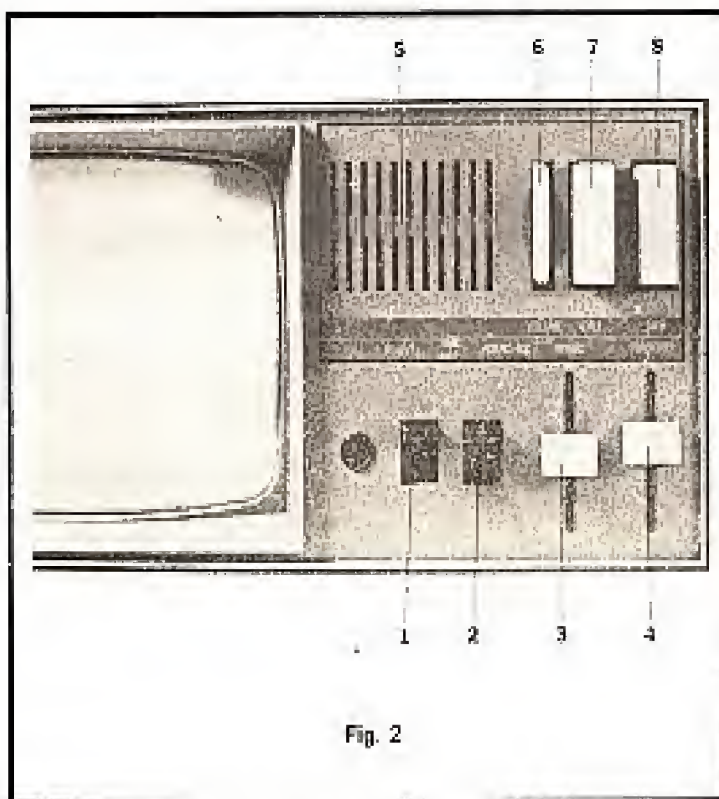


Fig. 2

aux bobines de déflexion horizontale et verticale. Les courants pilotant ces bobines proviennent donc du moniteur, à travers le câble de liaison. Le schéma de cette caméra est donc très simple, comme en témoigne la figure 3.

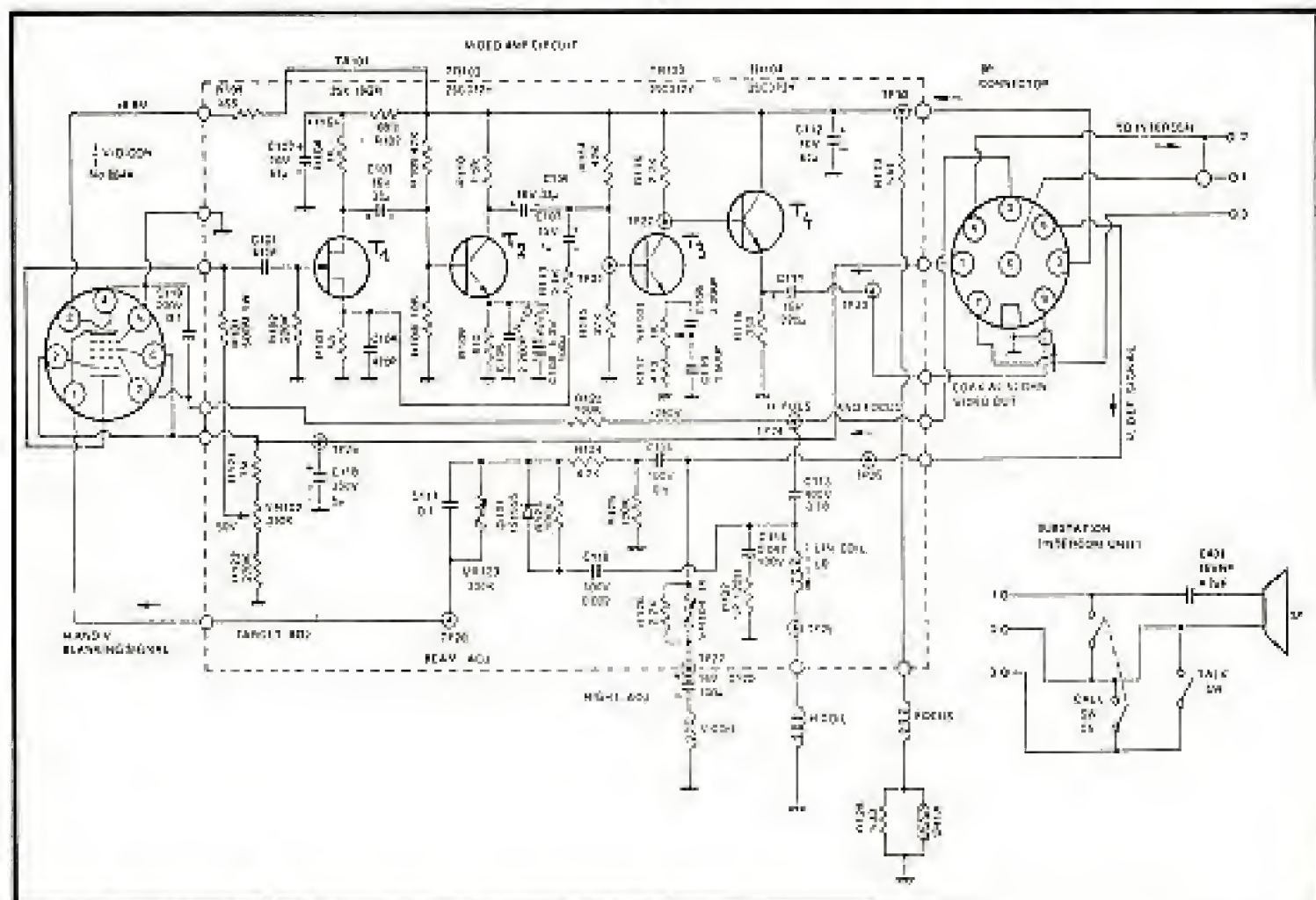
Le courant qui traverse la résistance de la photocathode du vidicon, donne les tensions d'excitations transmises à la porte du FET d'entrée T_1 . Celui-ci est suivi du NPN T_2 , muni, dans son émetteur, de circuits de correction aux fré-

quences élevées. Une contre réaction (R_{115} et C_{107}), englobe les deux premiers étages. Enfin, après une nouvelle amplification par T_3 , les signaux vidéo sont délivrés à basse impédance sur l'émetteur de T_4 , monté en collecteur commun.

Nous n'analyserons pas en détail le schéma du moniteur, évidemment plus complexe, puisqu'il comprend les alimentations, l'amplificateur vidéo de sortie, et les circuits de balayage pour la caméra, comme pour le cathoscope d'affichage, ainsi que l'oscillateur délivrant la tonalité d'appel, et l'amplificateur de l'interphone.

Le balayage vertical s'effectue à 50 Hz, tandis qu'une fréquence de 15,75 kHz, fournie par un oscillateur libre, est utilisée pour le balayage horizontal. La résolution obtenue dépasse 250 lignes au centre de l'écran, ce qui suffit pour ce type de matériel.

Prévu pour un fonctionnement sous 230 V ($\pm 10\%$), l'ensemble consomme 35 W



en service, et 10 W en position d'attente (x stand by x), pour laquelle l'image n'est pas affichée sur le moniteur.

Nos impressions d'utilisation

Ainsi que nous l'avons déjà signalé, l'ensemble se fait remarquer par sa compacité. La caméra, notamment, peut facilement se loger dans les emplacements les plus réduits.

L'une des qualités exigées de ce type de matériel, est sa faculté de donner une image lisible dans les conditions d'éclairage les plus variables. Le constructeur annonce un fonctionnement correct du dispositif automatique de compensation, dans des rapports de 1 à 2000 de l'éclairage du sujet. Bien que n'ayant pas eu la possibilité de contrôler quantitativement cette performance, nous avons constaté une qualité pratiquement constante de l'image, aussi bien dans une pièce largement éclairée en plein jour, que sur un palier d'immeuble, à la seule lumière des modestes ampoules habituellement utilisées dans ces lieux.

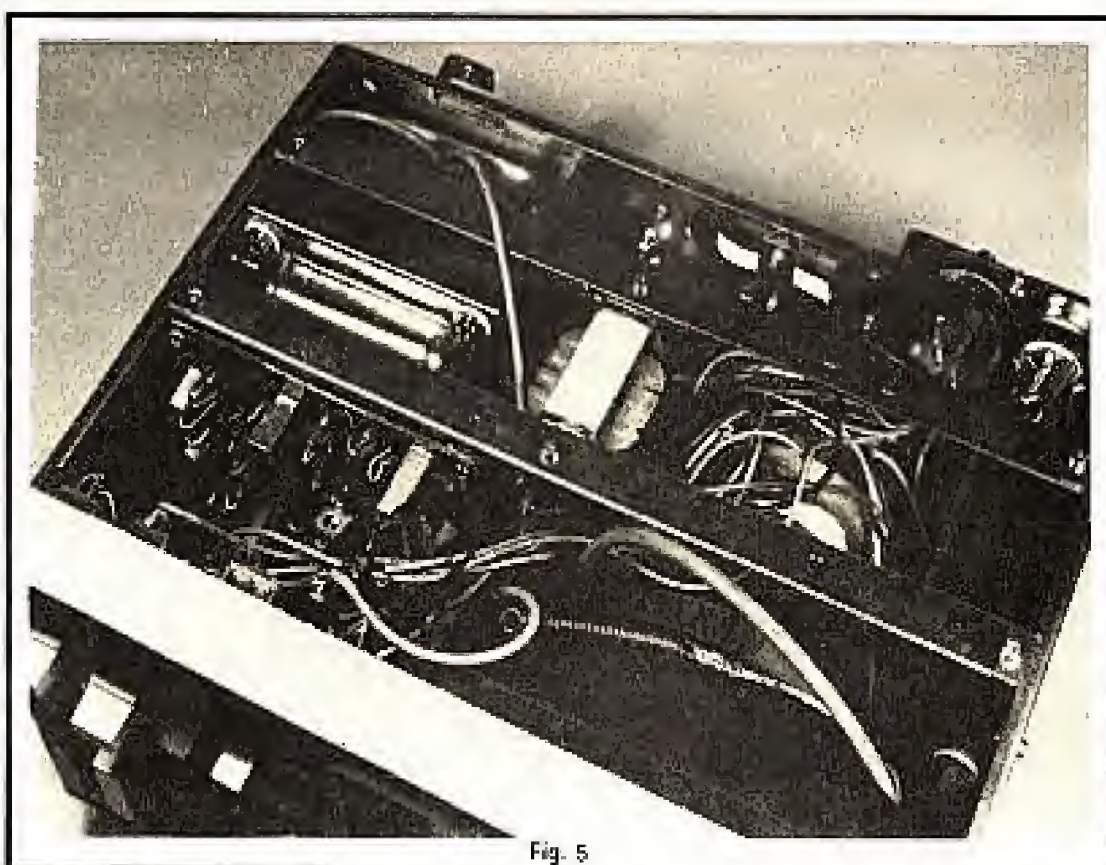


Fig. 5

Le choix d'un objectif de courte focale, donc à grand champ, est bien adapté à la surveillance d'une aire étendue. Évidemment, à grande distance, la définition décroît rapidement: il devient difficile d'identifier un personnage, d'après son visage, au-delà de six ou sept mètres. Notons cependant que pour d'autres

applications, on pourrait changer l'objectif, qui se présente en monture « C » à vis, couramment répandue dans les caméras 16 mm.

La qualité de la fabrication gagnerait peut-être à un peu plus de soin, en ce qui concerne le câblage: celui-ci apparaît sur les photographies des figures 4 et 5, qui mon-

trant respectivement l'intérieur de la caméra, et celui du moniteur. La mise en place des composants, ne peut guère prétendre à servir de modèle.

Nos conclusions

Les dispositifs de surveillance par circuit fermé de télévision, devraient gagner le secteur grand public, où les applications sont nombreuses: portiers d'habitations, surveillance d'enfants, etc. Dans les secteurs industriels et commerciaux, on connaît depuis longtemps l'intérêt de ces matériels, et nombreux sont, par exemple, les magasins qui en sont équipés.

L'ensemble TVC 501, des établissements EPS (Electro protection service), simple à mettre en œuvre, et d'un prix abordable, pourrait toucher dans ce domaine un assez large marché.

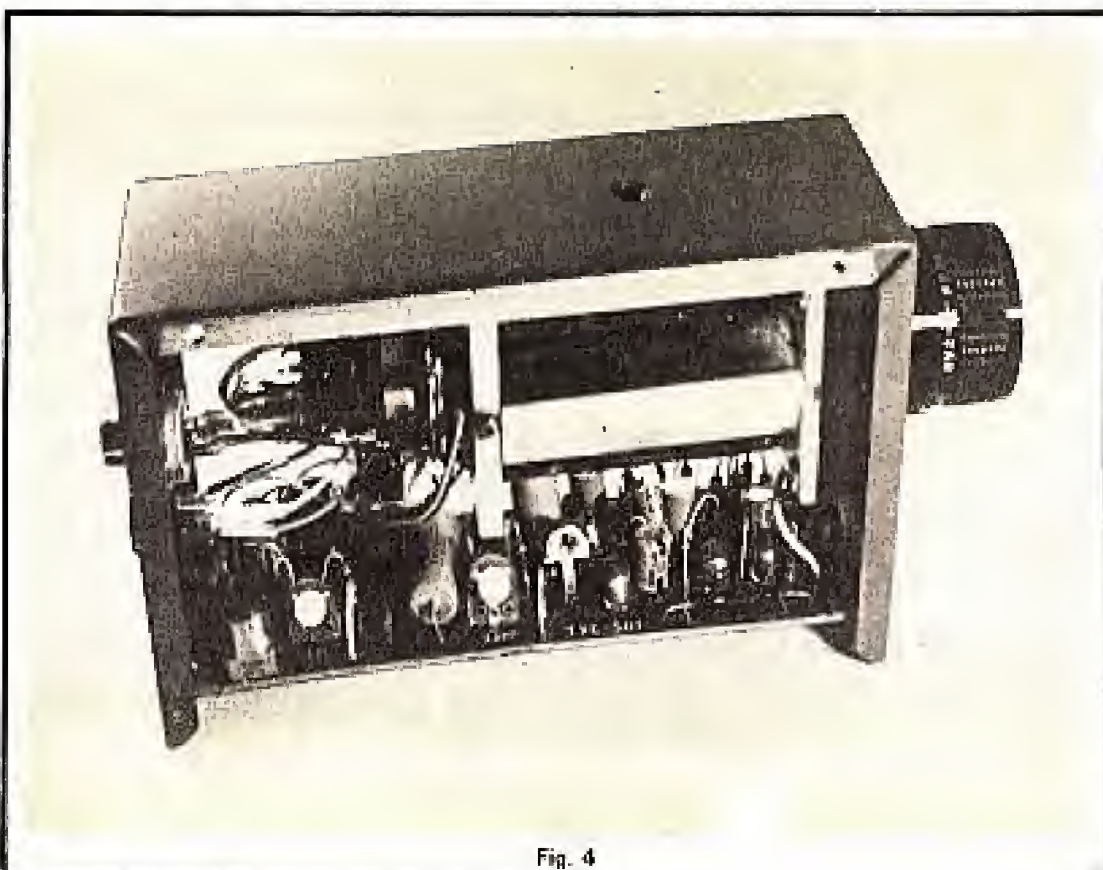


Fig. 4

LE SYSTEME OLYMPUS



A plusieurs reprises déjà, nous avons consacré quelques pages de notre revue à de nouveaux matériels photographiques, dans le fonctionnement desquels l'électronique occupe une place importante, sinon prépondérante.

L'appareil de prise de vue Olympus OM-2, objet central de la présente étude, ne peut plus être considéré comme une réelle nouveauté : sa sortie sur le marché français date du 31^e Salon International de la Photographie et du Cinéma, en novembre 1975. Cette « ancienneté » toute relative (les progrès, en ce domaine, subissent une accélération étonnante !), n'enlève rien à l'originalité d'un automatisme qui, reposant sur la mesure en temps réel des quantités de lumière, reste unique au monde, et ouvre un champ d'applications presque sans limites.

Au demeurant, l'appareil de prise de vues OM-2, comme son aîné OM-1, n'est que le cœur d'un vaste système photographique adaptable aux travaux sur l'infiniment petit comme sur l'infiniment grand,

et aux utilisations scientifiques les plus évoluées, comme à la photographie courante pour l'amateur exigeant.

De ce vaste ensemble, nous ne pourrions évidemment donner qu'un aperçu, qui commencera naturellement par l'étude de l'OM-2.

Le système de mesure des illuminations

L'Olympus OM-2 peut s'utiliser soit en fonctionnement automatique avec priorité au diaphragme, soit en fonction-

nement semi-automatique (dénommé « manuel » par le constructeur). Commençons par l'examen, très simple, de ce deuxième cas.

La visée s'effectuant, comme dans tout réflex mono-objectif, à travers l'objectif de prise de vue, les éléments pho-

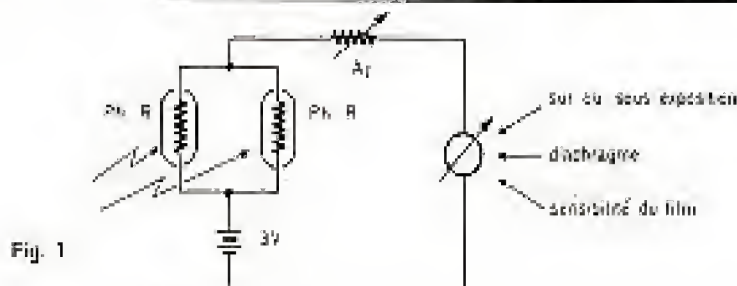


Fig. 1

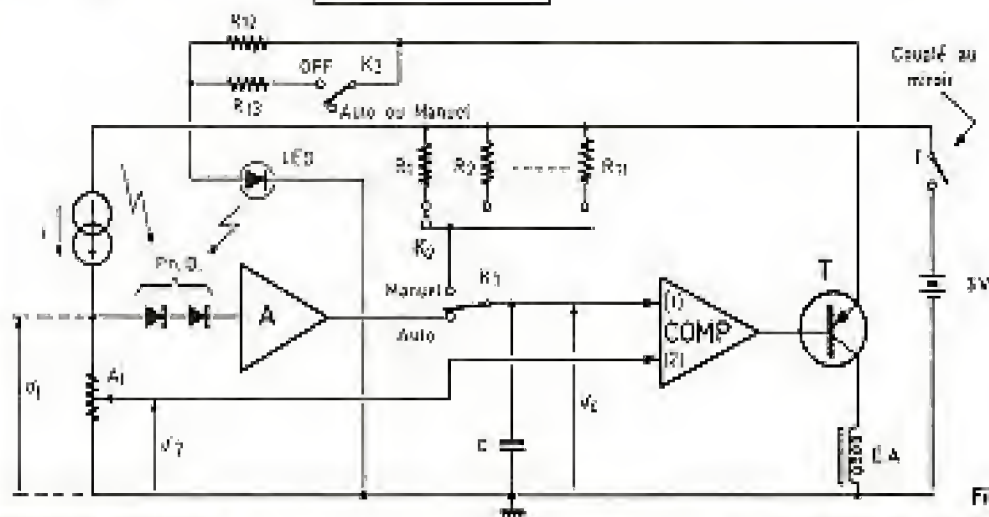


Fig. 2

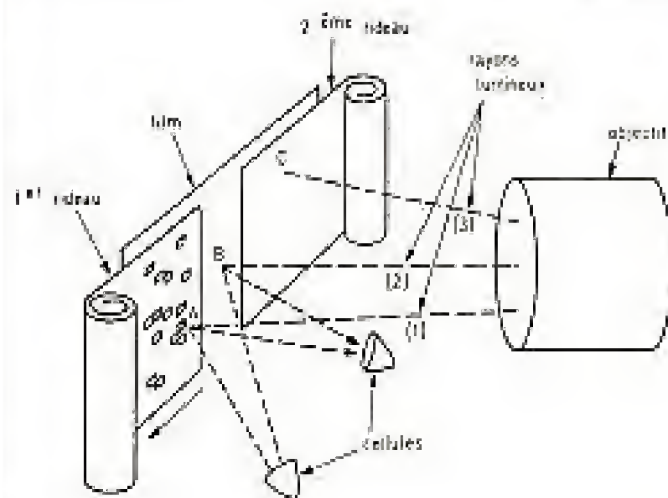


Fig. 3

rosensibles (ici des photorésistances au CdS) sont placés contre le prisme de redressement, au voisinage de l'oculaire. Le schéma du dispositif de mesures est alors celui de la figure 1 : l'intensité du courant fourni par la pile de 3 V, et qui traverse le galvanomètre d'affichage, dépend de l'éclairement reçu par les deux photorésistances Ph.R. Le calibrage s'effectue en usine par l'intermédiaire de la résistance ajustable A.J.

À éclairement égal, la vitesse affichée dépend de plusieurs facteurs : l'ouverture présélectionnée du diaphragme (la mesure se faisant à pleine ouverture), la sensibilité du film, et la choix d'une éventuelle sur ou sous-exposition volontaire. Toutes ces données sont transmises mécaniquement au galvanomètre, dont elles tournent plus ou moins le stator. Il appartient à l'opéra-

teur de manœuvrer le barillet des vitesses, pour que l'aiguille se place, dans le viseur, au centre de la fourchette. Remarquons que, même en fonctionnement manuel, la commande de fermeture du deuxième rideau de l'obturateur s'opère électriquement : nous y reviendrons plus loin.

Le principe du fonctionnement automatique est, très schématiquement, illustré par la figure 2. Les éléments photosensibles sont alors des photodiodes Ph.D., dont on sait que la qualité principale réside dans leur rapidité de réponse, associée à une très courte mémoire.

Normalement, l'ensemble du circuit de la figure 2 se trouve hors-tension : en effet, l'interrupteur général I, couplé au miroir de visée, ne se ferme qu'à l'instant où le miroir se relève, donc une fraction de seconde avant la prise de vue.

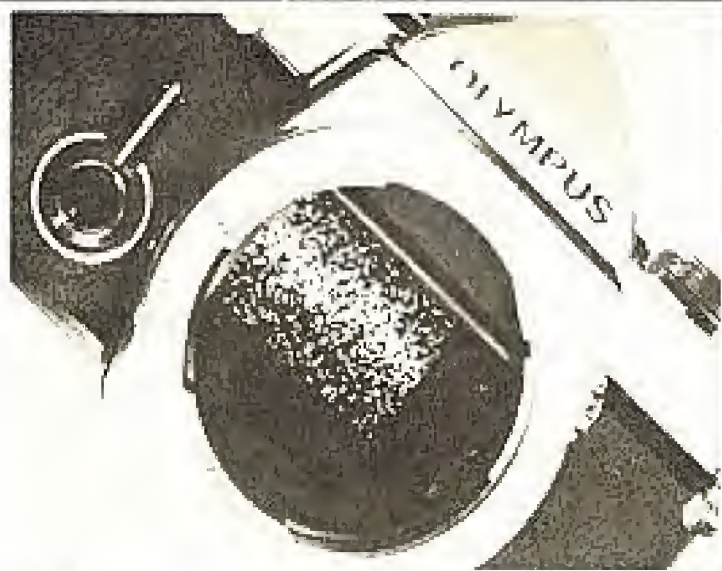


Fig. 4

Dès que l'interrupteur est fermé, une source de courant constant, construite autour d'un transistor à effet de champ, débite un courant d'intensité i invariable, à travers la résistance ajustable A.J. La différence de potentiel v_1 aux bornes de cette résistance est donc déterminée, et constante. Après réglage en usine, il en va de même entre la masse et le curseur de A.J. : la tension v_2 garde toujours la même valeur.

L'amplificateur A, étant du type opérationnel, offre un grand gain. Virtuellement, son entrée peut être considérée comme placée au potentiel de la masse. L'intensité du courant qui traverse les deux photodiodes Ph.D. prend, dans ces conditions, une valeur proportionnelle à l'éclairement qu'elles reçoivent. Cette intensité, toujours très faible, est amplifiée par A, et sert à char-

ger le condensateur C, lorsque l'inverseur K_1 a été commuté dans la position « Auto ».

Ainsi, dès le relevage du miroir, qui s'accompagne presque instantanément de la fermeture du diaphragme à sa valeur présélectionnée, et du départ du premier rideau de l'obturateur, la charge du condensateur C débute, et s'accomplit avec une vitesse proportionnelle à l'éclairement des photodiodes : la différence de potentiel v_2 , aux bornes du condensateur, croît à partir de zéro.

Tant que cette différence de potentiel reste inférieure à v_1 , l'entrée (1) du comparateur est maintenue à un niveau inférieur à celui de l'entrée (2). La sortie de ce circuit se trouve alors au niveau bas, ce qui sature le transistor PNP T, et alimente le bobinage de l'électro-aimant EA qui retient le deuxième rideau de l'obtura-

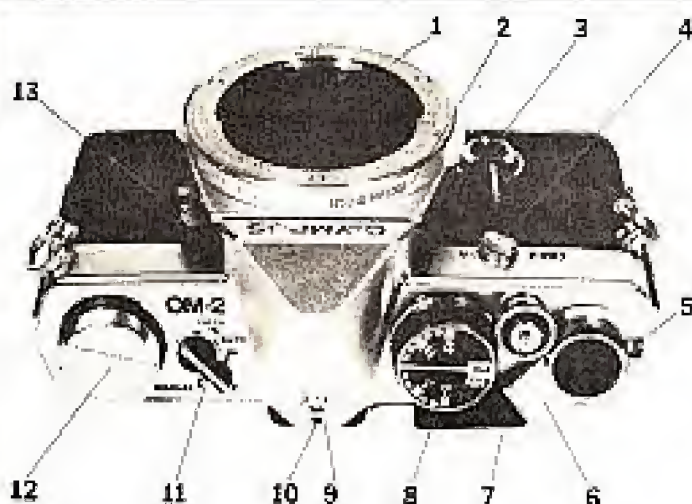


Fig. 5

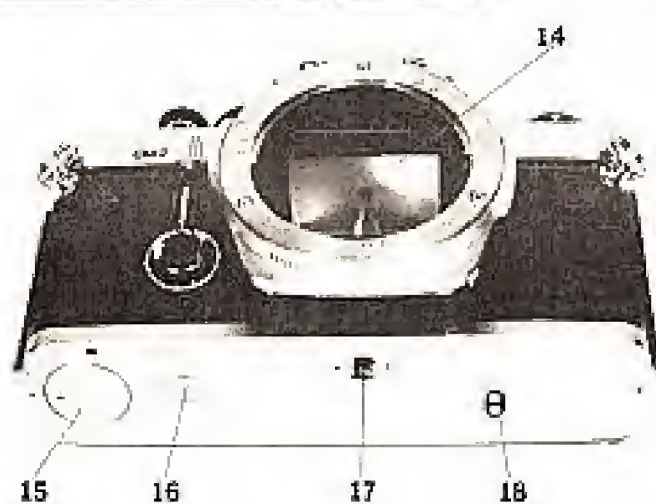


Fig. 6

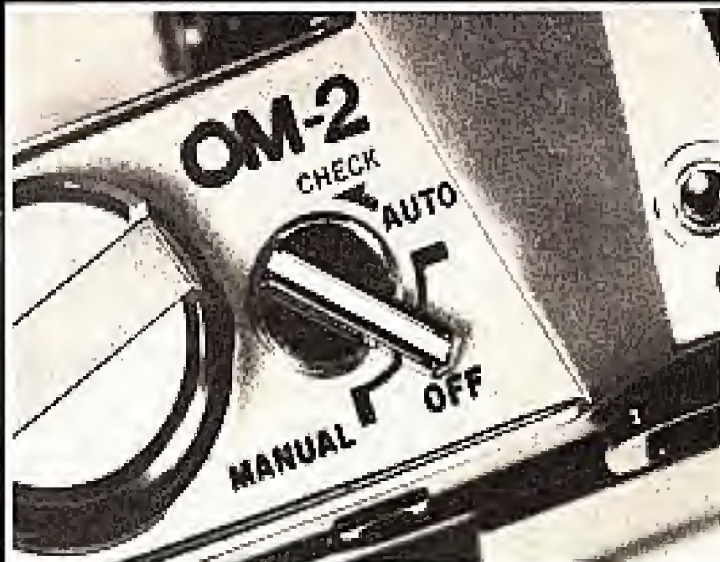


Fig. 7



Fig. 8

teur. Au contraire, dès que v_2 atteint la valeur v_2 , le comparateur bascule, sa sortie passe au niveau haut, et T se bloque : l'électro-aimant libère alors le deuxième rideau, dont la fermeture interrompt la pose.

Tout ce mécanisme suppose que les photodiodes reçoivent la lumière pendant l'exposition du film, et non avant comme dans tous les autres appareils automatiques actuels, qui mettent l'information « luminosité » en mémoire avant que ne se relève le miroir de visée. Ce problème, nous le verrons plus loin, est résolu par la position des photodiodes, qui visent la lumière réfléchie par le premier rideau, ou par le film.

Quelques éléments restent à expliquer dans le schéma de la figure 2, dont le rôle du commutateur K_1 . En position « manuel », K_1 relie le condensateur C à l'une des 11 résis-

tances R_1 à R_{11} , sélectionnées par K_3 . C'est alors la résistance choisie qui charge le condensateur, déterminant la durée de l'exposition. Le commutateur K_2 est couplé au barillet d'affichage des vitesses.

Une diode électroluminescente (LED sur la figure 2), est située en regard de l'une des photodiodes, et joue un double rôle, selon la position du commutateur K_3 . Lorsque l'appareil est en service, que ce soit sur « Auto » ou sur « Manuel », K_3 est ouvert : seule, la résistance R_{12} , de très forte valeur, alimente la diode électroluminescente, qui ne fournit qu'un éclairage très faible à la photodiode. Cette lumière, négligeable dans les conditions de pose les plus longues, assure cependant, si on oublie de fermer l'interrupteur général, une charge extrêmement lente. Ainsi, au bout d'environ

15 mn, v_2 atteint le seuil v_2 . T se bloque, ce qui évite l'épuisement des piles à travers l'électro-aimant.

Dans la position « OFF », c'est l'ensemble de R_{12} et R_{13} , cette dernière de plus faible valeur, qui alimente la LED. Si, alors, on déclenche par erreur l'obturateur, sa fermeture est assurée en une fraction de seconde, même dans l'obscurité la plus totale, ou avec un bouchon d'objectif.

La mesure en temps réel

Nous avons déjà cité l'extrême originalité de l'Olympus OM-2, qui mesure la quantité de lumière reçue pendant l'exposition. Ce résultat est

atteint grâce à la disposition de la figure 3.

Lorsque le miroir se relève, les rayons lumineux traversant l'objectif, parviennent dans le plan du film. Ils atteignent d'abord la première rideau de l'obturateur puis, dès que celui-ci commence à défilé, l'émission placée derrière. La lumière que reçoivent les deux photodiodes, situées à l'intérieur de la chambre noire, et tournées vers l'arrière de l'appareil, est celle que réfléchissent soit le premier rideau, soit le film, soit encore les deux à la fois ou successivement. La proportion de la mesure effectuée sur le rideau d'une part, et sur le film de l'autre (rayons 1 et 2 de la figure 3, arrivant en A et B), dépend de la durée de la pose, puisque les rideaux défilent toujours à la même vitesse.

Il appartenait donc au cons-

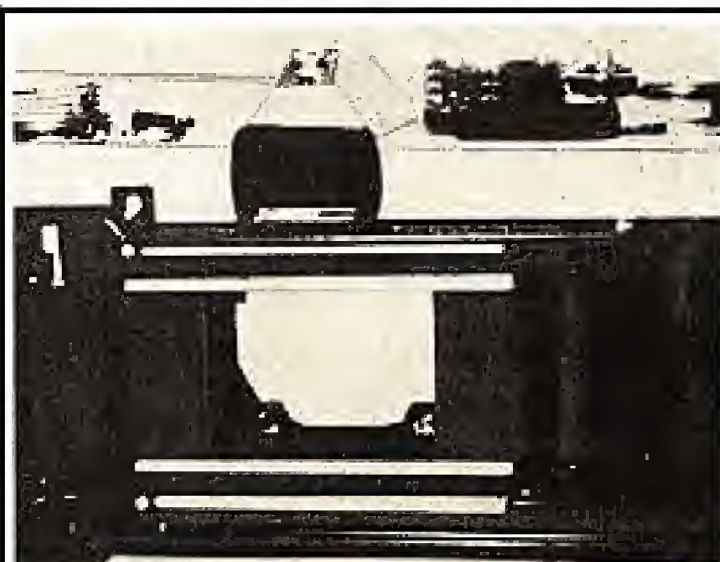


Fig. 9



Fig. 10

tructeur, pour que la mesure reste valable dans tous les cas, de donner au rideau un coefficient de réflexion qui égale celui de la moyenne des émulsions. Au lieu d'assurer ceci par l'emploi d'une teinte grise dont la constance aurait été difficile à maintenir en fabrication d'abord, et en fonction du vieillissement plus tard, il a été fait appel à une structure qui combine des éléments de surface noire mat, avec d'autres éléments métallisés, très réfléchissants. La photographie de la figure 4 montre l'allure très caractéristique de ce rideau.

En automatique, le système de mesure utilisé pour déterminer la durée d'exposition, ne permet pas à l'opérateur d'avoir connaissance de celle-ci, avant le déclenchement. Par contre, la vitesse probable (car il peut y avoir un changement au moment précis du déclenchement), lui est signalée dans le viseur grâce au galvanomètre associé aux photo-résistances.

Nous reviendrons plus loin encore sur les remarquables possibilités de cet automatisme, qui s'étend jusqu'à l'utilisation du flash Quick Auto 310, lui ouvrant des possibilités inaccessibles à tous les flashes à computer, notamment en macrophotographie.

Présentation générale et caractéristiques de l'OM-2

Nous décrirons ci-dessous, en nous référant aux photographies des figures 5 et 6, les principales commandes et les différentes parties du boîtier de l'OM-2 :

- 1) Baïonnette spécial Olympus, commune à l'OM-2 et à l'OM-1 (version semi-automatique).
- 2) Barillet des vitesses, concentrique de la baïonnette.
- 3) Levier du retardateur. Celui-ci, à fonctionnement mécanique, autorise des retards réglables de 4 à 12 secondes.
- 4) Commande de débrayage pour le rembobinage du film.

- 5) Fenêtre du compteur de vues.
- 6) Levier d'armement.
- 7) Bouton de déclenchement. Un filetage central permet l'utilisation d'un déclencheur souple.
- 8) Ce disque joue un double rôle. D'une part, il sert à régler le système de mesure en fonction de la sensibilité du film, qui s'affiche dans une fenêtre. D'autre part, il commande les sur-expositions ou les sous-expositions volontaires : nous y reviendrons.
- 9) Filetage pour la fixation de la griffe porte-flash. Le fond de l'orifice est muni d'un contact, relié par la griffe au sabot du flash.
- 10) Contact électrique asservissant le flash Quick Auto 310 au système de mesure automatique de l'exposition. Il s'agit d'une originalité remarquable, sur laquelle nous reviendrons lors de l'étude de ce flash.
- 11) Levier de sélection du type de fonctionnement, à quatre positions : OFF (l'appareil à l'arrêt), Manuel (exposition semi-automatique), Auto, et « Check ». Cette dernière position permet, par l'intermédiaire d'une diode électroluminescente située à l'arrière du boîtier, de contrôler l'état des piles.

- 12) Manivelle de rembobinage, commandant aussi, par traction, l'ouverture du dos.
 - 13) Prise de synchronisation pour les flashes à cordon. Un commutateur concentrique sélectionne les positions X (flash électronique) ou FP.
 - 14) Miroir de renvoi pour la visée sur verre dépoli.
 - 15) Logement des piles (deux piles de 1,5 V, à l'oxyde d'argent).
 - 16) Fenêtre de couplage des moteurs.
 - 17) Filetage pour l'écrou de pied.
 - 18) Contacts de couplage électrique du moteur.
- Les caractéristiques principales de l'OM-2 sont résumées ci-dessous :
- Réflex 24 x 36 mm mono-objectif.
 - Mesure du temps de pose semi-automatique, ou automatique, avec priorité au diaphragme.
 - Obturateur à commande électromécanique.
 - Vitesses de 1 à 1/1000 s en semi-automatique, et pose B.
 - Durée de pose de 15 min à 1/1000 s en automatique.
 - Correcteur d'exposition de ± 2 diaphragmes, par 1/3 de diaphragme.
 - Couplage assurant le fonctionnement automatique du

flash Quick Auto 310, avec sécurité interdisant le déclenchement de l'éclair si la durée d'ouverture de l'obturateur est inférieure à 1/60 s.

- Contrôle de l'état des piles par diode électroluminescente.
- Motorisation possible par moteur de réarmement, ou moteur rapide (jusqu'à 5 images par seconde).

Les photographies des figures 7, 8 et 9, détaillent certains points que nous avons jusqu'à présent, seulement cités. Sur la figure 7, entre la manivelle de rébobinage et le capuchon du prisme de visée, on distingue très nettement le commutateur d'arrêt (OFF), de mode de fonctionnement (Auto ou Manuel), et de test des piles (Check). La diode électroluminescente utilisée pour cette fonction, est visible en bas de la photographie, à gauche de l'oculaire de visée.

La figure 8 montre le sélecteur combiné de réglage et d'affichage de la sensibilité du film (il est ici placé sur 125 ASA), et de sur ou sous-exposition. Dans le cas de notre figure, le repère noir situé sur le capot du prisme de visée, montre une sur-exposition de 2/3 de diaphragme.

Enfin, sur la figure 9, prise après avoir ouvert le dos et le rideau d'obturateur, et enlevé l'objectif, on peut distinguer, à l'intérieur de la chambre, les optiques qui renferment les deux photodiodes du dispositif d'exposition automatique.

La gamme des objectifs

A l'heure actuelle, Olympus propose 27 objectifs, allant du fish-eye de 8 mm, au super téléobjectif de 1000 mm de focale. Cette série comprend un zoom compact de 75-150, ouvert à 1:4 (deux autres zooms, encadrent cette plage). Il n'est pas ici question d'étudier, ni même de citer, la très longue liste de ces optiques. Nous nous contenterons de dire quelques mots de

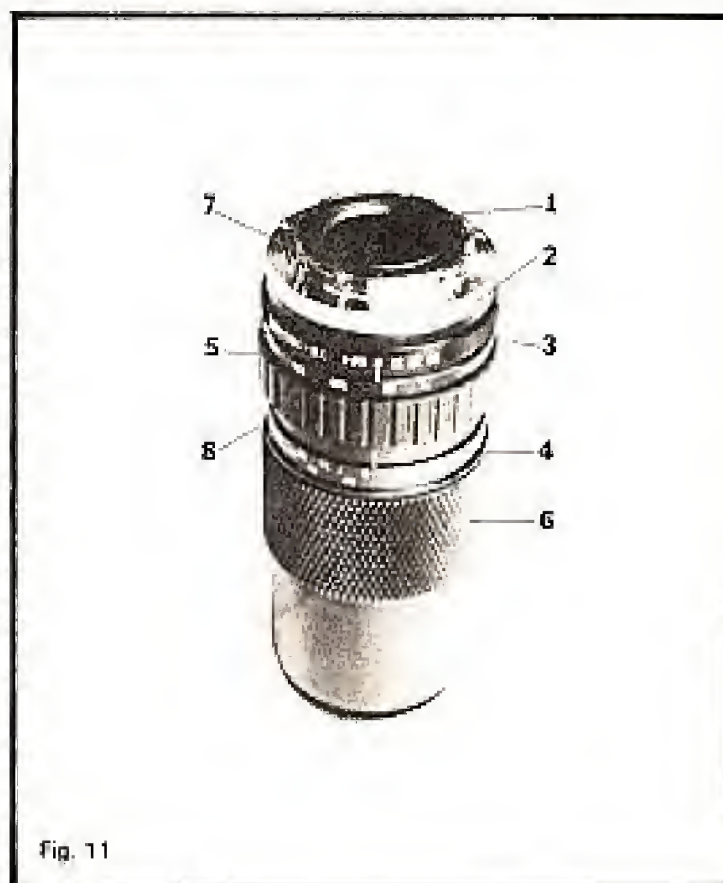


Fig. 11

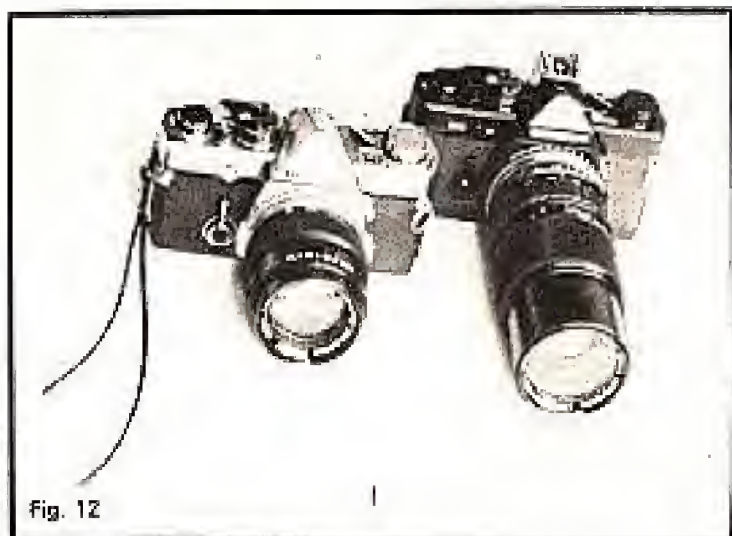


Fig. 12

l'objectif standard de 50 mm à 1 : 1,4, et du zoom, que nous avons eus entre les mains.

Trois optiques de 50 mm sont proposées par le constructeur; elles ouvrent respectivement à 1 : 1,8, à 1 : 1,4, et à 1 : 1,2 (dans ce dernier cas, la focale atteint 55 mm). Ces objectifs, comme tous ceux du constructeur à l'exception des trois objectifs macro et du modèle à décentrement, comportent la transmission automatique du diaphragme, et permettent la mesure à pleine ouverture.

La figure 10 montre le 50 mm ouvert à 1 : 1,4. On y reconnaît les éléments suivants:

- 1) Levier de fermeture du diaphragme, lors du déclenchement.
- 2) Touche de test de profondeur de champ (ferme le diaphragme à sa valeur présélectionnée).
- 3) Echelle de profondeur de champ.
- 4) Echelle des distances, gravée en mètres et en pieds.
- 5) Echelle et bague des diaphragmes.
- 6) Bague de mise au point.
- 7) Ergot transmettant, au dispositif de mesure de l'exposition, la valeur du diaphragme présélectionnée.

Sur le zoom, photographié à la figure 11, on retrouve les mêmes commandes, référencées par les mêmes numéros. Il s'y ajoute la bague 8 de réglage de la focale. La figure 12 montre deux boîtiers OM-2, (ils existent en chromé ou en noir), dont l'un est équipé d'un objectif de 50 mm, et l'autre du zoom 75-150,

Le « Système » Olympus

Le boîtier automatique OM-2 et son frère semi-automatique OM-1, ne constituent que les noyaux d'un immense ensemble de matériels couvrant tous les domaines imaginables de la photographie, et dont on n'aura qu'une idée succincte à l'examen de la figure 13.

D'abord vient la remarquable série des objectifs, dont nous avons déjà dit quelques mots. Il faut y ajouter tous les dispositifs, et ils sont très nombreux, prévus pour la macrophotographie et pour la microphotographie. Les premiers comprennent notamment:

- Une série de trois bagues pour allongement du tirage, dont nous regretterons très vivement qu'elles ne transmet-

tent pas la présélection du diaphragme!

- Un soufflet, qui permet le montage direct ou inversé des objectifs. Un déclencheur double commande la présélection du diaphragme. On peut y monter un reproducteur de diapositives.

- Des statifs et divers dispositifs d'illumination, dont l'ensemble très complet PMT-35, permettant tous les rapports de grandissement compris entre 0,45 et 16,5.

Les équipements pour microphotographie sont trop nombreux, et souvent trop sophistiqués, pour être étudiés ici.

La série des verres de visée, autorise une adaptation à toutes les conditions de prise de vues, quelle que soit la focale utilisée. Notons que le principe de l'automatisme qui équipe l'OM-2, le rend insensible au changement de verre, ce qui assure toujours une exposition correcte, même si l'affichage par les photorésistances est entaché d'erreur. Un très beau viseur d'angle orientable, et à deux rapports de grossissement (x 1,2 et x 2,4), complète l'équipement de visée.

Plusieurs des inscripteurs de données, peuvent remplacer le dos standard. Notons aussi un dos 250 vues, complété par une enrouleuse pour le film en chargeurs de grande capacité.

Les possibilités de motorisation, ainsi que le flash Quick Auto 310, qui s'inscrit dans

une série de six flashes, méritent maintenant un développement plus approfondi.

La motorisation

Deux moteurs peuvent, au choix, équiper les boîtiers OM-1 et OM-2: l'un est un simple réarmeur, d'un prix très abordable. L'autre, qui prend jusqu'à 5 images par seconde, est beaucoup plus coûteux. Comme les deux comportent toutes les possibilités de commande à distance (par câble électrique, par intervallo-mètre, par radiol), nous limiterons notre étude au réarmeur, c'est-à-dire au moteur vue par vue, dont voici les principales caractéristiques:

- Avancement automatique du film après chaque vue, en 300 ms environ.
- Durées d'obturation de 1 s à 1/1000 s en semi-automatique, et de 60 s à 1/1000 s en automatique.
- Alimentation par 4 piles de 1,5 V.
- Autonomie de 50 cartouches de 36 vues, avec des piles alcalines.
- Déclenchement par poussoir, ou télédéclenchement sur jack miniature.
- Couplage automatique direct avec le dos 250 vues.
- Arrêt automatique en fin de film.

Sur les photographies des figures 14 et 15, on reconnaîtra les différentes parties de ce

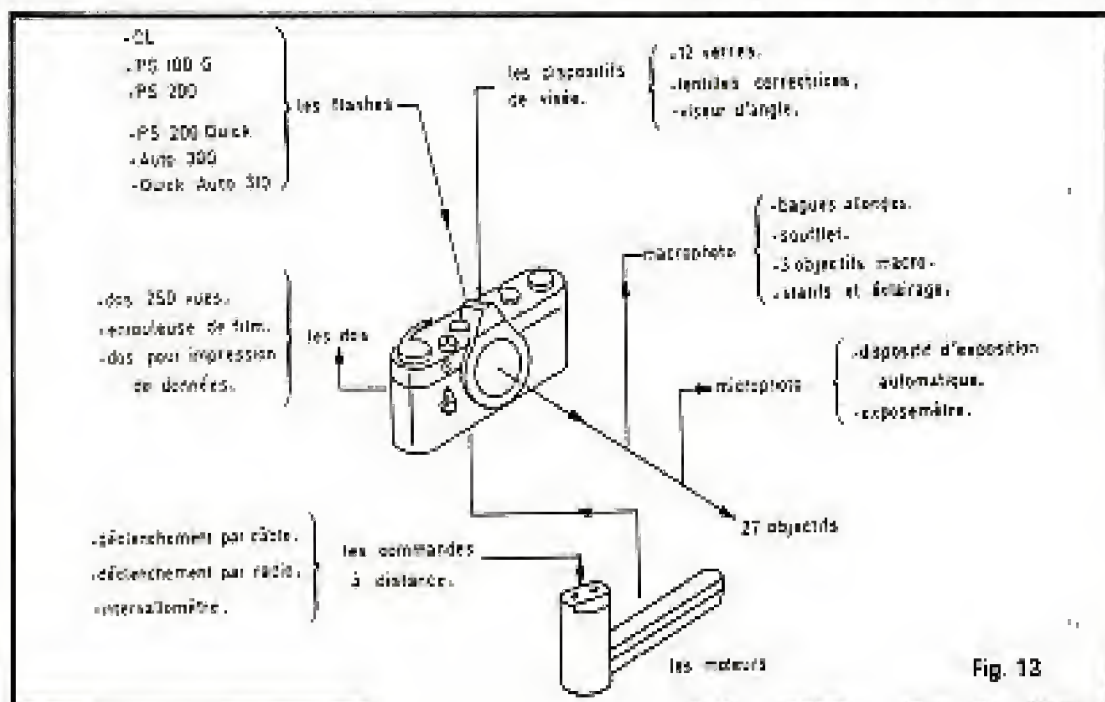


Fig. 13

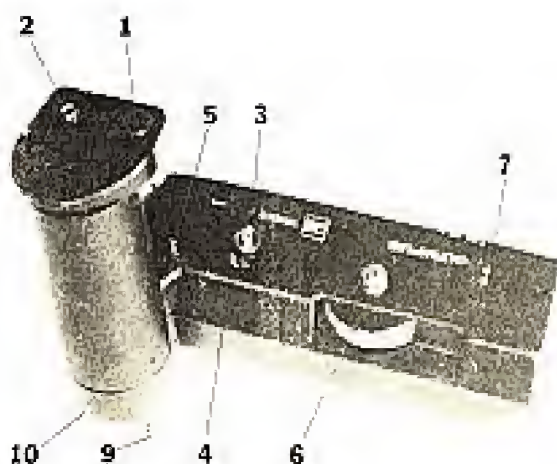


Fig. 14

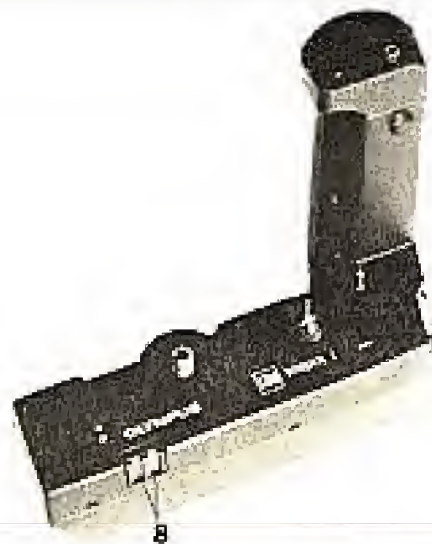


Fig. 15

groupe moteur, référencées ci-dessous.

1) Déclencheur par poussoir : il remplace le déclencheur du boîtier.

3) Prise pour commande à distance : sur ce jack, on peut installer n'importe quel dispositif qui, en fermant le contact, assurera la prise de vue et le réarmement.

3) Griffe d'entraînement du film. Elle engrène dans un logement sur la base du boîtier (voir figure 6, référence 16).

4) Ergot de déclenchement.

5) Ergot de positionnement du moteur sur le boîtier.

6) Vis de fixation dans l'écrou de pied.

7) Plots de couplage électrique : ils transmettent les informations (fermeture du deuxième rideau d'obturateur, depuis le boîtier jusqu'au moteur,

8) Plots de couplage électrique avec le dos 250 vues.

9) Prise pour branchement d'une alimentation extérieure (dont la tension doit être comprise entre 4 et 6 volts).

10) Interrupteur général de mise sous tension.

Nous avons beaucoup apprécié ce moteur de réarmement. Compact et léger, il favorise la prise en main du boîtier, grâce à son corps cylindrique, sans en augmenter beaucoup ni la masse (290 g sans les piles), ni l'encombrement.

Mais son intérêt principal, outre l'accélération du rythme des prises de vue, nous semble résider dans les possibilités de commande à distance. La fermeture des contacts par l'intermédiaire de la prise jack, ouvre en effet nombre de perspectives : commande par câble ou par liaison radio (on appréciera ces possibilités pour certaines photographies d'animaux, par exemple des oiseaux

au nid) ; commande par intervallo-mètre, dont un modèle est d'ailleurs proposé par Olympus ; automatisation du déclenchement à partir de tous les types de capteurs concevables (son, lumière, etc.).

Le flash Quick Auto 310

Si Olympus propose six modèles de flashes, la palme revient incontestablement au Quick Auto 310, qui exploite très astucieusement le système de mesure automatique du boîtier OM-2.

A notre connaissance, le Quick Auto 310 est le seul flash à calculateur (avec récupération d'énergie), procédant à la mesure de la lumière à travers l'objectif de prise de vue : ceci, d'ailleurs, n'est évidemment possible qu'avec le système de mesure adopté sur

l'OM-2, et pour l'instant unique au monde.

Le principe de fonctionnement peut être très schématiquement représenté par la figure 16. Au moment du déclenchement, la décharge du condensateur du flash s'amorce dans le tube éclair, dont l'émission lumineuse (1) vient illuminer le sujet photographié. Celui-ci renvoie la lumière (rayons (2)) qui, après avoir traversé l'objectif, vient frapper le film. Une partie (3) des rayons, est réfléchi vers les photodiodes du dispositif de mesure automatique de l'exposition. Lorsque le condensateur C de la figure 2 atteint sa charge seuil, le basculement du comparateur commande lui-même l'interruption de l'éclair, par le trajet d'asservissement (4) à travers la griffe porte-flash.

La principale supériorité de ce système remarquablement

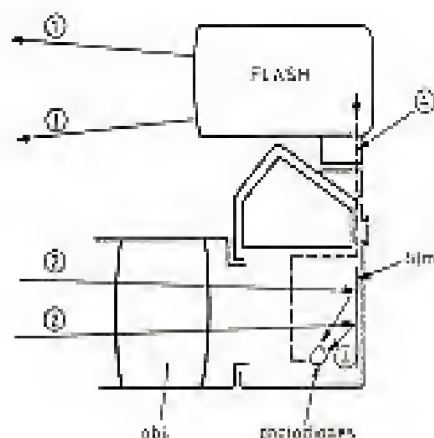


Fig. 16



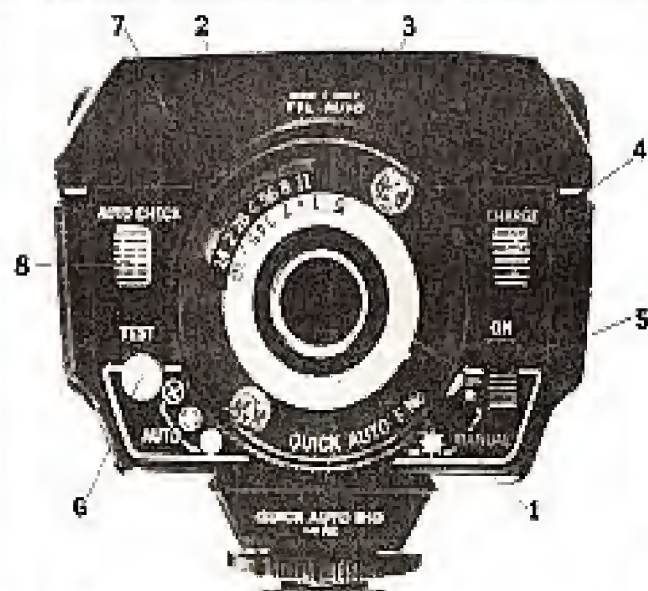


Fig. 17

astucieux, sur les flashes à computer incorporé, tient à ce que la quantité de lumière mesurée est effectivement celle que reçoit la pellicule, quelle que soit la position de la torche par rapport à l'appareil de prise de vue. Ceci résout nombre de problèmes, et notamment celui de la macrophotographie à l'éclair électronique, qui pose habituellement tant de difficultés.

Le Quick Auto 310 comporte cependant aussi un computer incorporé, ce qui autorise son emploi, avec asservissement de l'éclair selon la méthode maintenant classique, sur tous les types d'appareils.

Dans les photographies des figures 17 et 18, on pourra identifier les diverses parties du Quick Auto 310, répertoriées ci-dessous :

- 1) Réglage et affichage de la sensibilité du film.
- 2) Sélection du diaphragme pour l'emploi sans l'automatisme de l'OM-2.
- 3) Réglage « automatique TTL » ou « automatique ».
- 4) Témoin de charge du condensateur.
- 5) Interrupteur de mise sous tension.
- 6) Poussoir de déclenchement manuel.
- 7) Indication des distances.
- 8) Témoin de fonctionnement en automatique.
- 9) et 10) Contacts de déclenchement et d'asservissement par l'OM-2.

11) Prise pour câble de synchronisation.

Ajoutons que ce flash offre un nombre guide de 34 pour une sensibilité de 100 ASA, ce qui permet une portée de 23 m avec l'objectif ouvert à 1 : 1,2. Avec un film de 400 ASA, on dépasse donc les 40 mètres.

Ayant apprécié toutes les qualités de ce flash, nous regrettons de lui avoir découvert un défaut, difficilement acceptable sur un appareil de cette classe : il ne comporte pas d'écran diffusant, accessoire simple et pourtant très utile pour adoucir les éclairages. Le constructeur conseille l'usage d'un mouchoir ou d'un papier calque, ce qui ne nous semble guère rationnel, ni commode.

Nos conclusions

Le « système » OM, puisqu'ainsi l'ont baptisé ses concepteurs, mérite pleinement cette appellation. L'universalité d'un ensemble puissamment servi par le boîtier OM-2, à l'automatisme original et efficace, couvre tous les domaines de l'exploration photographique.

Pour l'amateur, la trilogie boîtier - moteur d'armement - flash 310, constitue un équipement aussi agréable à utiliser qu'efficace, et que complètent des objectifs de haute qualité.

R. RATEAU

pasos

SPÉCIALISTE DE LA SONORISATION

Rack démontable 56 U.
Alimentation générale
Contrôle monitoring
Ventilation forcée
Contrôle 24 haut-parl.
Préamp. mélange, 9 entrées
Lecteur cartouche 8 P.
Amplificateurs 250 W
Récepteur FM micro H.F.
Tourne-disques 3 vit.
Gong d'appel micro
Connecteur anti-Larsen
Unités de puissance
Plaque aveugle, aération



Rack démontable 12 U.
Tourne-disques 3 vit.
Contrôle monitoring
Contrôle 24 haut-parl.
Lecteur cassette
Amplificateur 120 W
Plaque aveugle



Rack démontable 24 U.
Tourne-disques 3 vit.
Alimentation générale
Contrôle monitoring
Contrôle 12 haut-parl.
Préamp. mélange, 9 entrées
Lecteur de cassettes
Lecteur de cartouches
Récepteur FM, micro H.F.
Unité de puissance 180 W
Plaque aveugle
Grille d'aération



HAUT-PARLEURS PAVILLONS ENCEINTES MICROPHONES
UNE GAMME COMPLÈTE - DES PRIX TRÈS COMPÉTITIFS

SONOR ELECTRONIQUE

30, rue Sibuet, 75012 Paris - Tél. 626.24.24.

LE PREAMPLIFICATEUR CA 202 P ET L'AMPLIFICATEUR CA 200 M



CYBERNET

DEUX nouveaux venus dans le domaine de la Haute-Fidélité.

Cybernet est une firme jeune dont les produits avaient été présentés en avant-première en France lors du Festival du Son de 77. Le démarrage n'a pas été très rapide, aujourd'hui, ces produits sont disponibles, nous n'avons pas eu de mal à disposer de deux d'entre eux. Un amplificateur de puissance de deux fois 100 W une puissance assez confortable et une préamplificateur dont la façade abrite un petit peu plus de boutons qu'à l'accoutumée...

Présentation

Ils sont, tous les deux, tout noirs avec des inscriptions sérigraphiées qui se détachent particulièrement bien. Tous deux possèdent d'origine (et non sur option) des poignées moulées de type rack. Alors que sur les autres appareils, ces poignées s'installent, ici, elles peuvent s'enlever à la demande: si vous voulez un ensemble pas trop industriel.

Deux indicateurs galvanométriques pour les niveaux enregistrement pour le CA 202P et puissance de sortie pour le CA 200M. Cadran bien blanc et aiguille noire pas trop fine. Le constructeur a combiné les commutateurs rotatifs avec les clés, des boutons de toutes tailles sont à portée de main de l'amateur, rassurez-vous, ces boutons ne sont pas tous là à titre d'attrac-

tion, nous avons avec le préampli CA 202P, un élément assez différent de ce que l'on trouve habituellement.

Fonctions

Pour l'amplificateur de puissance, nous irons vite, il possède trois paires de sorties commutables individuellement par touches pousse-pousse depuis la façade, les galvanomètres ont une dynamique de 40 dB, c'est pas mal du tout, ils encadrent deux indicateurs de surcharge particulièrement sensibles. Au dessous, un atténuateur (par canal) modifie le gain de trois en trois dB. Le préamplificateur est nettement plus complexe. C'est un véritable mélangeur qui pourrait, le cas échéant faire un travail normalement réservé à une installation de discothèque.

Deux entrées phono, trois entrées magnétophones dont une avec reprise, en façade, par une prise DIN, deux entrées auxiliaires dont une en façade (DIN), une entrée radio (tuner) deux entrées micro ont été prévues pour la stéréo, si un seul des micros est installé, on prendra le jack du bas et son signal sera réparti également entre les deux voies.

Le mélange ne se fait pas entre n'importe quelles sources. Trois sources peuvent être choisies, l'une est immuable, c'est le micro, ensuite, un commutateur à clé permet de choisir entre le phono 2 (il doit obligatoirement passer par le mélangeur) et l'entrée auxiliaire 2 qui doit, elle aussi, passer par le mélangeur. La dernière source, c'est tout simplement la source qui aura été choisie sur le sélecteur d'entrées, autrement dit, nous avons le choix entre trois

magnétophones, un tourne-disque (le 1 à sensibilité ajustable) une entrée auxiliaire à sensibilité ajustable, elle aussi et l'entrée radio. Le mélange se fait d'une part entre l'une des sources mentionnées juste avant et celles choisies par la clé, un seul bouton assure le mélange, pour le micro, nous avons une intervention séparée.

Une section de mélange fort intéressante mais dont le maniement exige une petite habitude. Ce n'est tout de même pas aussi simple qu'avec des tirettes.

Beaucoup d'interventions possibles sur le timbre. Le correcteur est un Baxandall auquel le constructeur a adapté un correcteur pour le médium. Les correcteurs de grave et d'aigu voient leur fréquence charnière modifiée par une intervention sur des poussoirs. Une clé met le correcteur de timbre hors service.

Deux filtres passe-haut et bas sont là pour les fréquences indésirables. Silencieux de -20 dB, correction physiologique commutable, commutateur de mode stéréo, stéréo inverse, mono sur droite, gauche pour les deux voies sont d'autres fonctions annexes que

l'on trouvera ici. Une sortie casque est installée sur le préamplificateur, elle dispose de son propre bouton de volume.

L'atténuateur principal est à crans, la commande de balance à crans central. Pour le timbre, nous avons aussi des crans, c'est la mode.

Bonne initiative du constructeur, les indicateurs de niveau donnent le niveau sur la sortie d'enregistrement et non celui de sortie du préamplificateur. Tous les risques de saturation seront ainsi indiqués. Comme en outre, les circuits ont une réserve, une garde, il faudra en faire exprès pour saturer un enregistrement. Il ne manque plus que le générateur interne pour ajuster le gain du magnétophone. Des disques tests gravés à 0 dB feront tout à fait l'affaire, ou plus simplement, on utilisera les tonalités émises le matin en modulation de fréquence avant le début des émissions.

Etude technique

Préamplificateur CA202P.

Des circuits intégrés un peu partout, même pour le préamplificateur RIAA. Tous les cir-

cuits intégrés ne sont pas bons, certains constructeurs préfèrent encore les transistors discrets qui reviennent à la charge avec des astuces de montage et des performances améliorées.

Le préamplificateur RIAA est installé en haut et à droite du schéma, les prises sont mises à la masse par un condensateur de 4,7 nF, deux résistances de 100 k Ω , permettront d'obtenir une impédance de charge de 47 k Ω l'environ pour la cellule. La résistance R₃ et le condensateur C₃, constituent un filtre passe-bas (fréquence de coupure: 1 MHz environ). La sortie du préampli est rebouclée sur l'entrée avec un réseau classique. La résistance R₁₇ fixe le potentiel du condensateur de sortie pour éliminer les bruits de commutation au passage du sélecteur de fonction. Sur ce préamplificateur, nous avons un gain variable, il est obtenu par variation de la résistance de masse du réseau de contre-réaction.

Le second préamplificateur RIAA est dessiné dans le bas du circuit, avec les entrées micro. Ce préamplificateur utilise cette fois un double amplificateur opérationnel genre

1458 (double 741) dont le bruit de fond doit être assez faible. Le réseau de contre-réaction est le même que celui du préampli précédent.

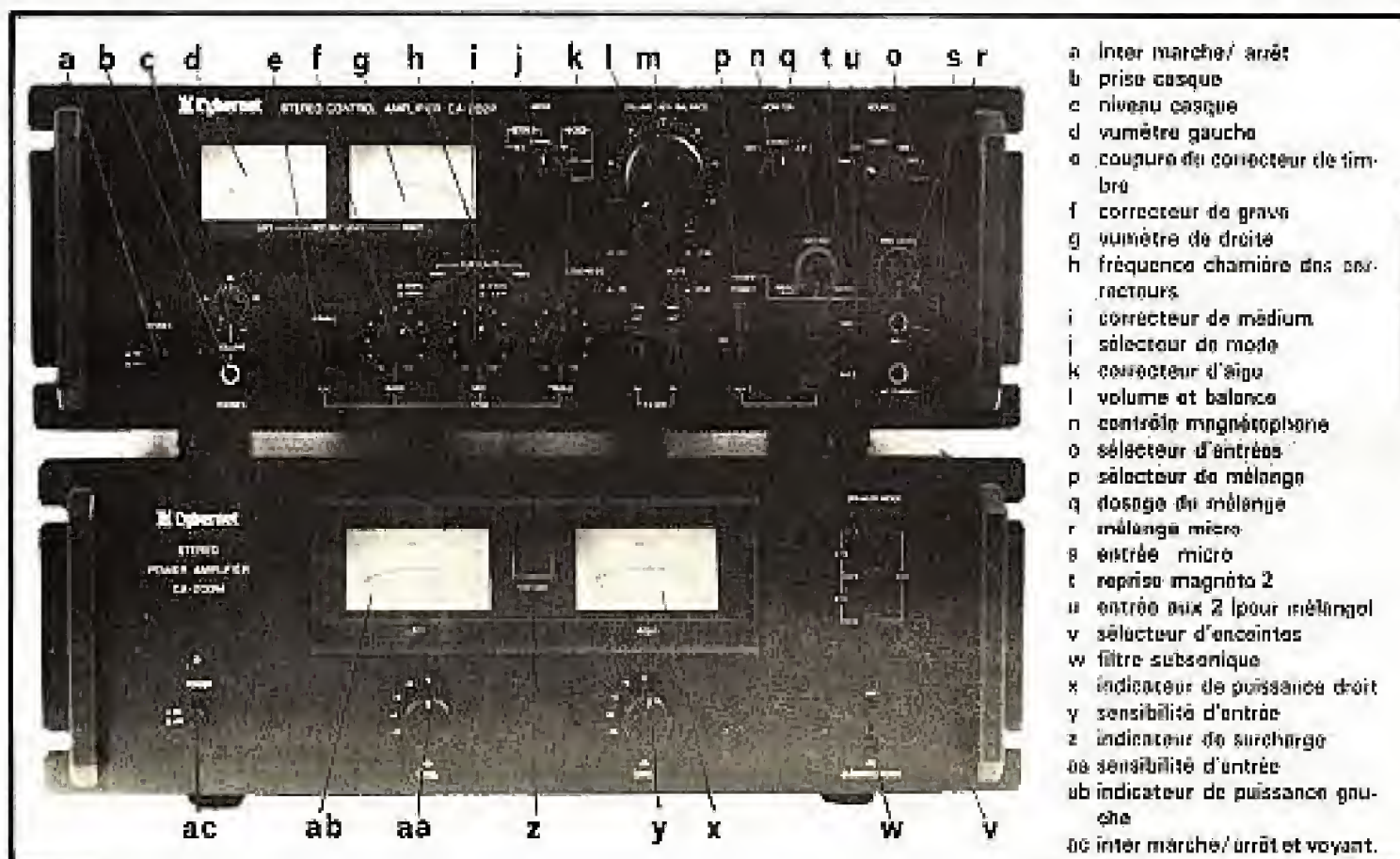
Les préamplificateurs micro par contre sont réalisés à partir de transistors, un PNP, un NPN.

Beaucoup d'interconnexions, nous les passerons sous silence, nous avons évidemment la possibilité, pour deux des magnétophones de l'écoute de contrôle.

Notons pour l'entrée auxiliaire le réglage de gain qui ne permet pas d'éliminer totalement le signal, une résistance étant installée entre la masse et le point le plus froid du potentiomètre.

Un amplificateur différentiel a été employé pour le correcteur de timbre, trois transistors le constituent. Nous avons ici une alimentation symétrique, elle a été mise à profit pour polariser les étages de façon simple, il n'est donc pas étonnant de retrouver certains montages inspirés des techniques de circuits intégrés.

Donc les trois premiers transistors servent de préamplificateur adaptateur d'impédance, on trouve ensuite, monté dans un réseau de



- a inter marche/arrêt
- b prise casque
- c niveau casque
- d vumètre gauche
- e coupure de correcteur de timbre
- f correcteur de grave
- g vumètre de droite
- h fréquence charnière des correcteurs
- i correcteur de médium
- j sélecteur de mode
- k correcteur d'aigu
- l volume et balance
- n contrôle magnétophone
- o sélecteur d'entrées
- p sélecteur de mélange
- q dosage du mélange
- r mélange micro
- s entrée micro
- t reprise magnéto 2
- u entrée aux 2 pour mélange
- v sélecteur d'enceintes
- w filtre subsonique
- x indicateur de puissance droit
- y sensibilité d'entrée
- z indicateur de surcharge
- aa sensibilité d'entrée
- ab indicateur de puissance gauche
- ac inter marche/arrêt et voyant.

contre-réaction les composantes du correcteur Baxandall. Pas de résistance de décharge des condensateurs, pas de précaution prise ici contre les bruits de commutation, l'une des extrémités des condensateurs reste en l'air, en principe il n'y a pas de raison pour que le condensateur se charge, mais les fuites, mêmes très faibles existent.

Lorsque le correcteur de timbre est mis hors circuit, le signal passe directement du collecteur de Q_1 à l'entrée du réseau de filtres passe-haut et bas. En suivant le trajet du signal au travers des commutateurs S_2 et S_3 , on retrouve la structure bien connue du filtre à source contrôlée.

Deux étages de sortie en classe A, le premier avec Q_5 et 4 est l'étage « de puissance » pour casque. Le second, avec Q_7 et Q_8 est l'étage de sortie principal, les sorties sont couplées à l'extérieur par les contacts d'un relais de temporisation.

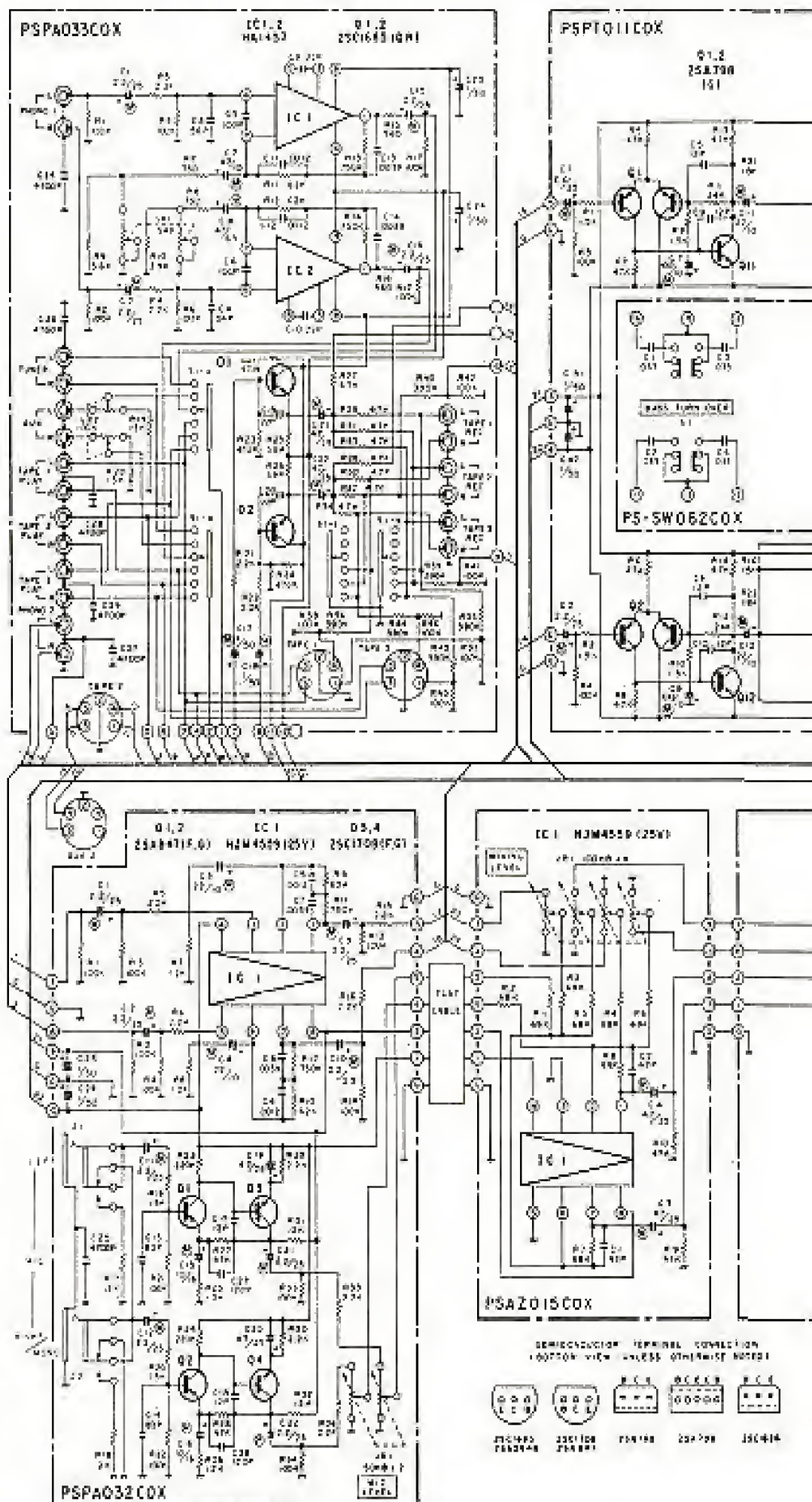
Le mélangeur utilise un amplificateur opérationnel double, l'entrée du signal se fait sur l'entrée inverseuse 12 et 6 de IC1 plaquette PSAZ015COX la masse étant reliée à l'entrée non inverseuse de ces circuits.

Le dosage est confié à un quadruple potentiomètre, VR1 de ce circuit, les deux moitiés de cet élément étant montées avec leurs points fixes inversés.

L'alimentation est symétrique, l'une des deux alimentations fixe le potentiel de l'autre, dont la sortie reste symétrique, cette symétrisation permet de maintenir la symétrie de la mise sous tension, donc d'éviter l'apparition d'une tension continue en sortie. Pourtant, le constructeur a jugé, en installant une temporisation que cela n'était pas suffisant. A l'arrêt, il est pratiquement évident que les alimentations n'étant plus alimentées, la régulation n'existe plus.

Amplificateur de puissance

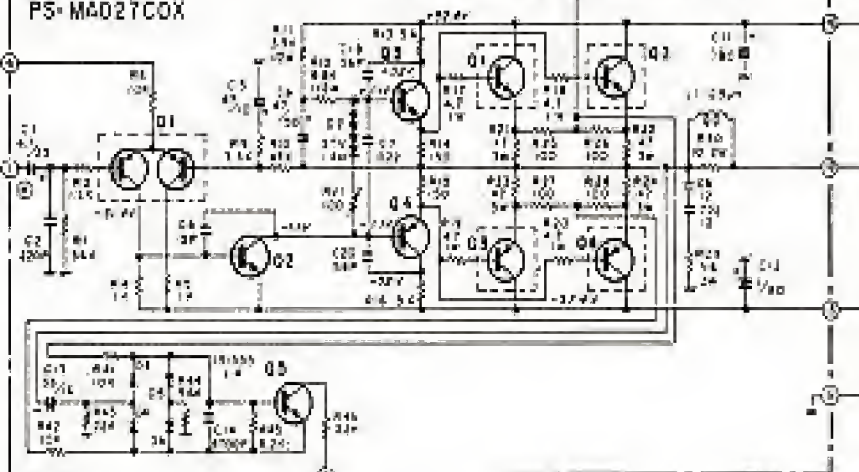
Si nous ne considérons que la section puissance, nous



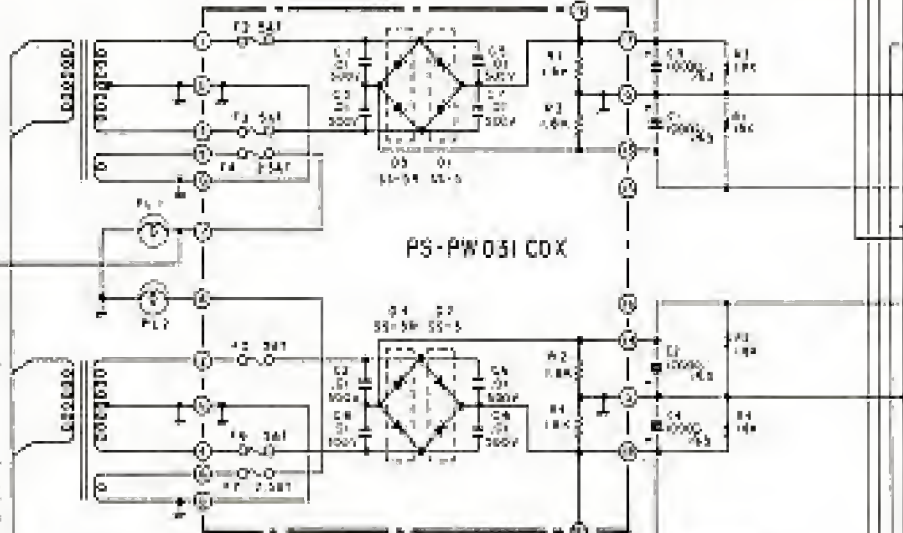


Q1 & 2 25A79B Q4 & 2 25D58E (25LW) Q7 & 2 25C108E (QRI) Q1,2 & 2 25C116A (QY)
 Q2 & 2 25D58E (25LW) Q5 & 2 25C108E (QRI) Q6 & 2 25C108E (QRI) Q3,4 & 2 25A747A (QY)
 Q3 & 2 25D58E (25LW) Q6 & 2 25C847 (QY)

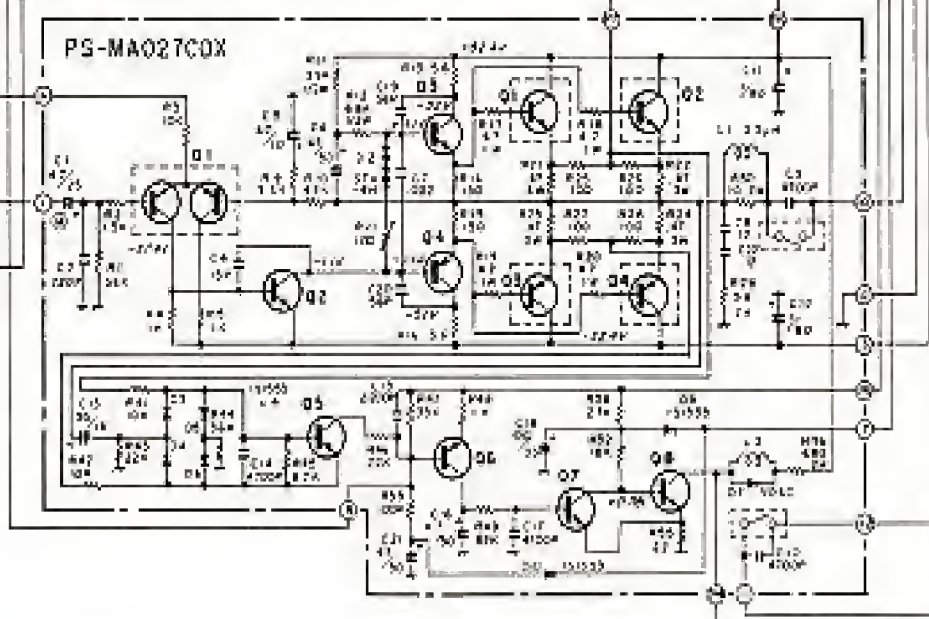
PS-MA027C0X



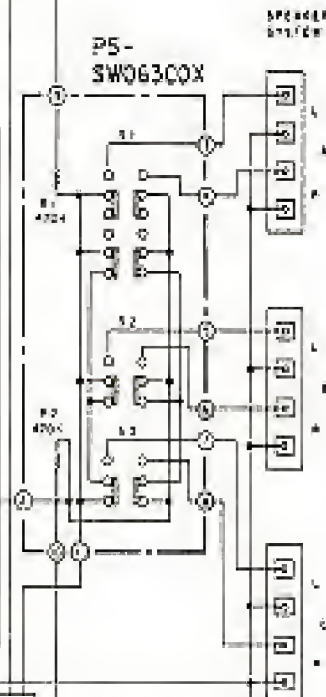
PS-PW051C0X



PS-MA027C0X



PS-SW063C0X



SPEAKER ROSE LK
 SL SPEAKER A
 S2 SPEAKER B
 SR SPEAKER C

aurons une structure particulièrement simple. Un amplificateur symétrique à entrée différentielle; liaison continue, compensation thermique. L'originalité de ce montage réside dans la protection électronique choisie.

Les ponts de diodes D_3 , D_4 , D_5 , D_6 attaquant les transistors Q_5 prennent la tension entre les résistances d'émetteur des éléments de puissance. On a ainsi une estimation du courant de sortie. Le condensateur C_{13} transmet la composante alternative de sortie. En cas de présence de tension continue, nous aurons une prise en compte à partir d'un très faible niveau. Le signal de sortie des transistors Q_5 arrive sur Q_6 pour commander le relais.

Un filtre subsonique commutable est installé entre l'entrée et la sortie, deux commutateurs permettent de passer directement de l'entrée à la section de puissance en évitant les éventuelles perturbations apportées par le transistor du filtre.

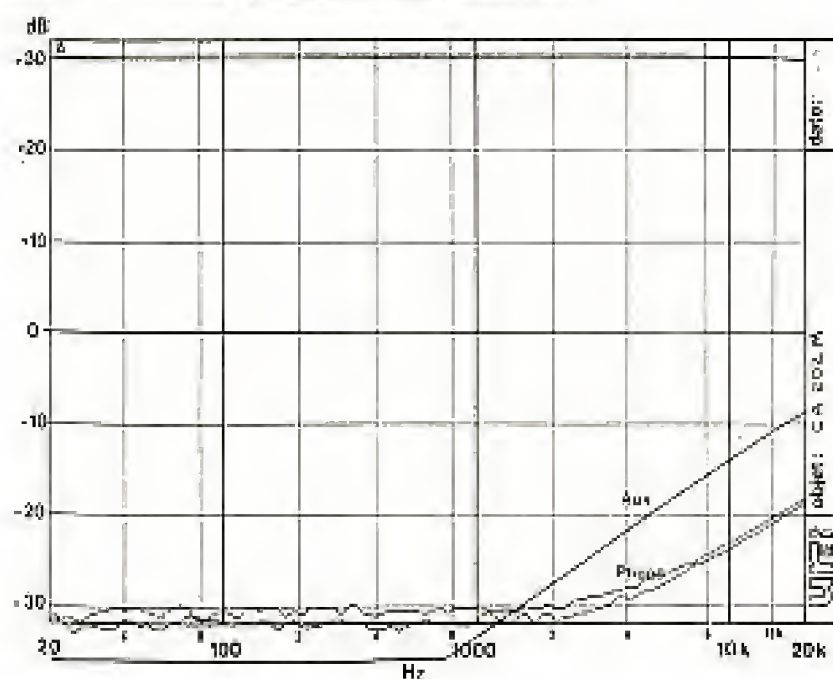
Des diodes électroluminescentes indiquent les surcharges. Elles sont attaquées par Q_{10} et Q_{20} . Q_{15} reçoit la tension d'émetteur des transistors de puissance.

Q_{21} assure la temporisation à la mise en service, l'électronique de sécurité est alimentée par ce transistor.

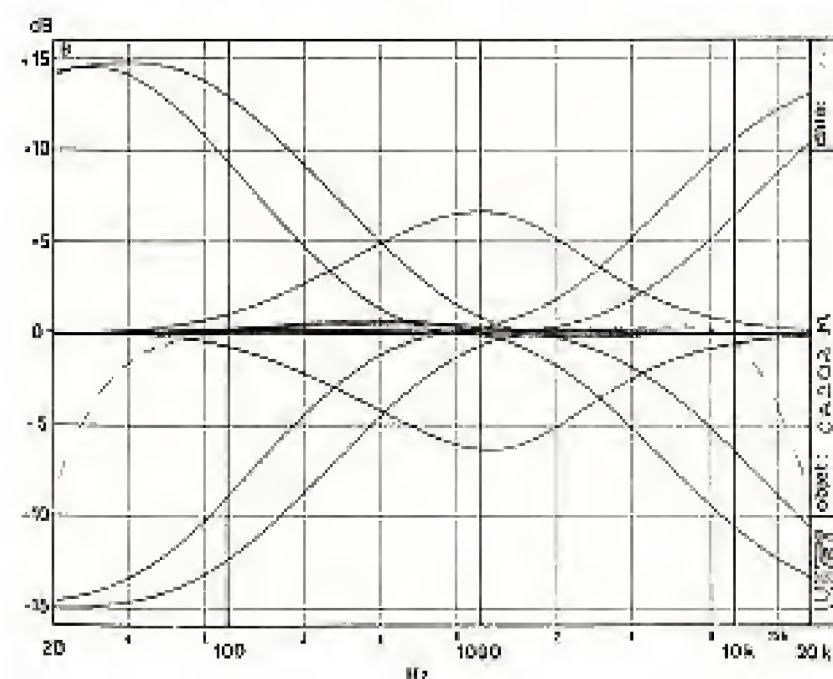
Les circuits intégrés sont utilisés pour l'adaptation d'impédance à l'entrée. L'autre moitié du circuit sert d'amplificateur logarithmique, la compression est assurée directement sur la tension alternative par des diodes 1S1555 montées dans le circuit de contre-réaction des amplificateurs opérationnels. L'indication de puissance est faite par galvanomètre commandé par Q_{11} ; Q_{13} sert à court-circuiter l'indicateur de puissance lorsque les dispositifs de sécurité sont en service.

Réalisation

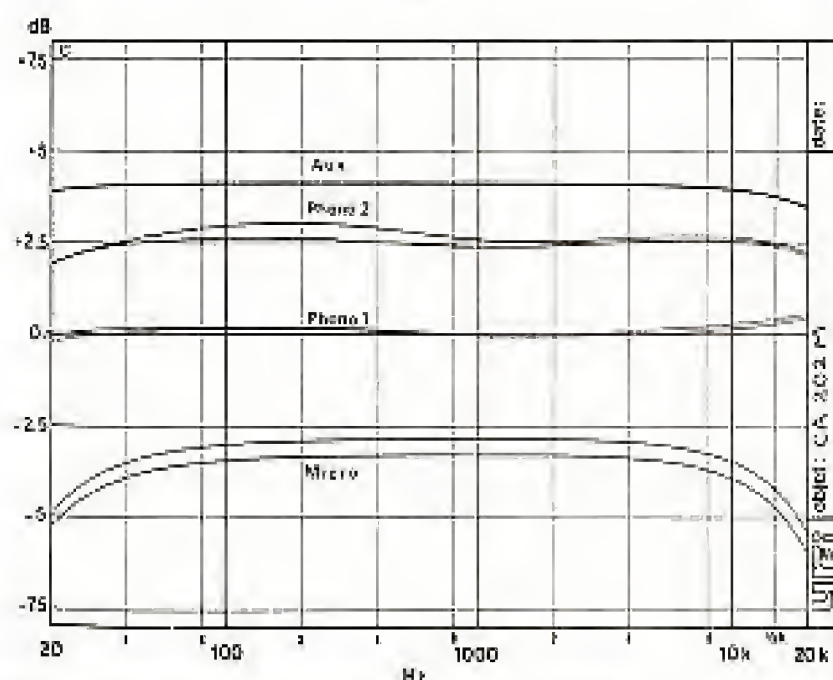
Réalisation très luxueuse pour ces deux appareils. Nous avons des châssis qui, traditionnellement cadmiés, sont ici



Courbe A. - Diaphonie en fonction de la fréquence.



Courbe B. - Efficacité des correcteurs et des filtres.



Courbe C. - Courbe de réponse des diverses entrées.

peints en noir, c'est très beau. Les composants japonais habituels sont tous présents, par exemple, les potentiomètres à crans, les commutateurs à glissière commandés par une crémaillère. Beaucoup de connexions sont réalisées par wrapping, le constructeur a utilisé ici des barrettes de broches coudées qui permettent de réaliser l'interconnexion des plaquettes, même celles verticales, une fois les circuits visés à leur place sur le châssis. Cette technique autorise aussi un câblage automatique.

L'amplificateur de puissance possède deux alimentations séparées donc deux transformateurs, les radiateurs sont très grands, l'utilisation de transistors en parallèle limite les risques de surintensité, la chaleur est en outre un peu mieux répartie sur le radiateur.

Mesures

Beaucoup de chiffres d'abord pour le préamplificateur. Entrée phono 1 d'abord, sensibilité variable de 1,5 à 5,4 mV, saturation très lointaine variant entre 150 mV et 540 mV. Ces tensions sont données à 1 000 Hz. Le rapport signal sur bruit de cette entrée est de 73 dB sans pondération. La sensibilité de l'entrée est alors ramenée à 5 mV par le potentiomètre arrière. A la saturation de ce préamplificateur, nous avons relevé un taux de distorsion de 0,08 %.

Pour l'entrée phono 2, nous avons une sensibilité fixe, elle est de 2,3 mV, c'est la valeur pratiquée par tous les constructeurs japonais. La tension de saturation est située 40 dB plus haut c'est-à-dire à 230 mV. Le rapport signal sur bruit est un peu moins bon (les circuits sont différents) : 71 dB.

L'entrée auxiliaire variable a une sensibilité allant de 145 mV à 1,6 V, la saturation est rejetée au-dessus de 3 V. Le rapport signal sur bruit est de 83 dB.

L'entrée micro a une sensibilité de 4 mV, la saturation est

amplifiée pour 210 mV, le rapport signal sur bruit, pour la sensibilité maximale est de 62 dB. La tension de sortie nominale, l'obtenue lorsque le potentiomètre est à fond et que l'aiguille des indicateurs de niveau est à 0 dB est de 2 V, la tension maximale est de 7,8 V (limite de saturation). Distorsion de 0,12 % pour cette approche de saturation.

Le correcteur de timbre introduit un léger supplément de bruit de fond. La puissance de sortie de l'amplificateur est de 156 W par canal, sur 4 Ω , elle passe à 112 W sur 8 Ω . Une remarque s'impose pour la puissance, nous avons, sur 4 Ω une intervention avant la saturation des circuits de projection. Comme nous l'avons vu, ces circuits captent le courant dans les transistors, il y aura par conséquent une coupure du courant une fois que la charge sera enlevée, et, par conséquent, un hachage du son à très basse fréquence.

Lorsque les deux canaux sont en service, on note une légère perte de puissance imputable à la chute de tension secteur.

Le taux de distorsion a été mesuré en couplant l'amplificateur et le préampli.

A 1 000 Hz et sur 4 Ω , nous avons 0,07 % à pleine puissance, 0,05 à mi-puissance (3 dB au dessous). Sur 8 Ω , nous avons mesuré 0,06 % à pleine puissance et 0,035 % 3 dB au-dessous.

A 1 000 Hz les chiffres sont pratiquement les mêmes qu'au-dessus, nous ne les donnerons pas.

A 40 Hz, 0,1 % sur 4 Ω à la puissance maxi 0,07 % 3 dB au-dessous. Sur 8 Ω , la distorsion est de 0,09 % à pleine puissance, 0,07 % 3 dB au-dessous.

Le taux d'intermodulation est de 0,22 % à pleine et à mi-puissance sur 4 Ω et de 0,11 % sur 8 Ω .

Le rapport signal sur bruit de l'amplificateur seul est de 98 dB.

Nous avons introduit ici une courbe de diaphonie relevée entrée fermée sur résistance, la diaphonie est identique pour les deux voies. Pour l'entrée phono, le trait du bas, ondulé signifie qu'il y a un bruit de fond et que la diaphonie est située au dessous du bruit de fond. Par contre, lorsque la fréquence augmente, nous avons une diminution de la séparation. L'échelle utilisée est de 64 dB, on voit que cette séparation est bonne et en tout cas nettement suffisante.

La courbe B donne l'efficacité des correcteurs avec les deux fréquences charnières : en pointillé, nous avons relevé l'action des filtres passe-haut et bas.

La courbe C donne la réponse en fréquence pour toutes les entrées, phono et micro comprises. Très bonne linéarité dans l'ensemble, limitation volontaire de la bande pour la micro.

Conclusion

Pas de doute possible, les produits sont bons, la structure particulière du préamplificateur sera appréciée en particulier si on est intéressé par les montages audio-visuels ou tout simplement le mélange. Conception par conséquent utilitaire, le mélange micro était pratique (presque courante) celle de plusieurs entrées réservée à des appareils très particuliers. Deux appareils dignes de garnir un meuble, après tout, il y a de belles poignées.

Etienne Lémery

Caractéristiques techniques

Amplificateur

Puissance de sortie 100 W par canal sur 8 Ω de 20 à 20 000 Hz, 0,05 % de distorsion.

Taux de distorsion harmonique : 0,05 % à la puissance nominale.

Réponse en fréquence : 5 Hz à 80 kHz.

Sensibilité d'entrée : 1 V.

Facteur d'amortissement : 40 à 1 kHz sur 8 Ω .

Bruit de fond : -110 dB pondéré A, entrée court-circuitée. Filtre subsonique 10 Hz - 12 dB/octave.

Dimensions : 420 x 150 x 300 mm.

Poids : 10 kg.

Préamplificateur

Entrées phono 1 : 1,5 à 6 mV/47 k Ω ; 74 dB (IHF A) de S/B.

Phono 2 : 2,5 mV/47 k Ω 74 dB.

Aux. 1 : 150

à 1 500 mV/47 k Ω 90 dB.

Aux. 2 : 150 mV/47 k Ω

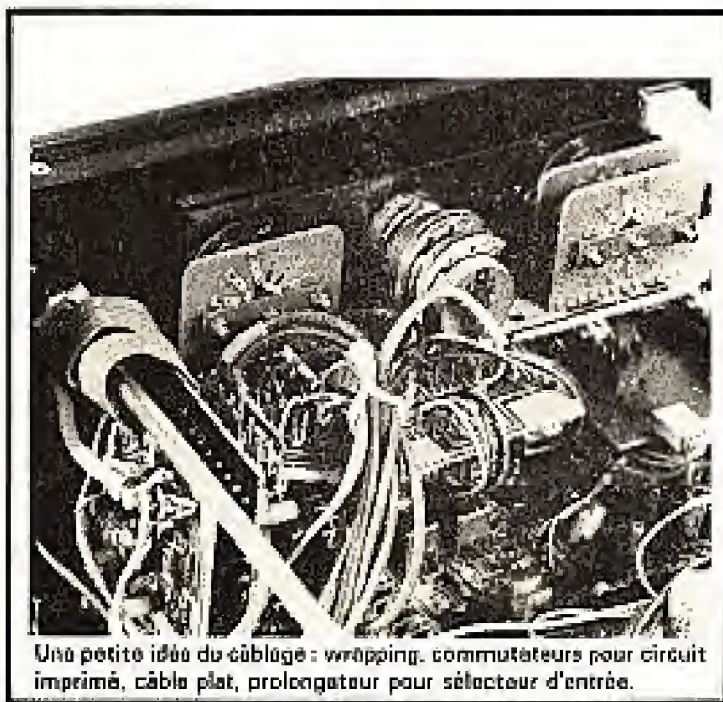
Magnéto : 150 mV/47 k Ω 90 dB.

Micro : 4 mV/10 k Ω .

Taux de distorsion : 0,03 % pour une tension de sortie de 2 V.

Dimensions : 420 x 150 x 300 mm.

Poids : 8 kg.



Une petite idée du câblage : wrapping, commutateurs pour circuit imprimé, câble plat, prolongateur pour sélecteur d'entrée.

LA MIRE COULEURS



PHILIPS PP 5215

LES générateurs de mire sont devenus des appareils indispensables à tous ceux qui s'occupent de maintenance et de dépannage des récepteurs de télévision en couleurs, ou des magnétoscopes.

Les nouveaux modèles présentés par Philips, formant une série diversifiée et très complète, à laquelle se rattache le type PP 5215 essayé ici.

Présentation générale de la gamme

Tous les appareils de la série (PP 5514 et PP 5215 au standard SECAM, PP 5516 et

PP 5217 regroupant les standards PAL et SECAM), sont présentés dans des coffrets de mêmes dimensions, très compacts: 110 mm de hauteur, 280 mm de largeur et 310 mm de profondeur, pour une masse d'environ 5 kg.

L'alimentation s'effectue indifféremment sur les secteurs alternatifs 50 Hz de 110 V à 250 V, grâce à une commutation automatique et à une stabilisation soignée. Sous 220 V, la consommation est d'environ 30 W. L'appareil est livré avec un cordon de sortie de 75 Ω , raccordable sur prise BNC.

Toutes ces mires sont commandées par des claviers à touches, et les derniers modèles comportent un repérage lumineux du clavier, dont les touches enfoncées s'illuminent par transparence.

Le câblage est réalisé sur des platines enfichables, et les fréquences de balayages de lignes, des sous-porteuses couleur, et des signaux de sortie HF, sont verrouillées par quartz.

Caractéristiques de la mire PP 5215

Il s'agit du modèle exclusivement conçu pour le standard SECAM.

Signaux vidéo

Ils comportent les informations suivantes :

- échelle des barres à 8 teintes, avec saturation à 75 %;
- quadrillages et points de convergence, permettant les contrôles de linéarité des bases

de temps des récepteurs, et de la convergence sur les anciens modèles de tubes couleurs :

- huit signaux de pureté, couvrant chacun la totalité de l'écran : blanc, bleu, vert, rouge, jaune, magenta, cyan et noir ;
- échelle des gris en huit barres ;
- clignotement pour la contrôle des circuits « portiers » ;
- sous-porteuses verrouillées en phase ;
- une image vidéo composite regroupe les barres de couleurs, l'échelle des gris, et des pavés de traînage ;
- possibilité de couper au choix les trois couleurs primaires, les sous-porteuses et les signaux d'identification SECAM ;
- sortie vidéo sur 75 Ω , au potentiel de la masse ;

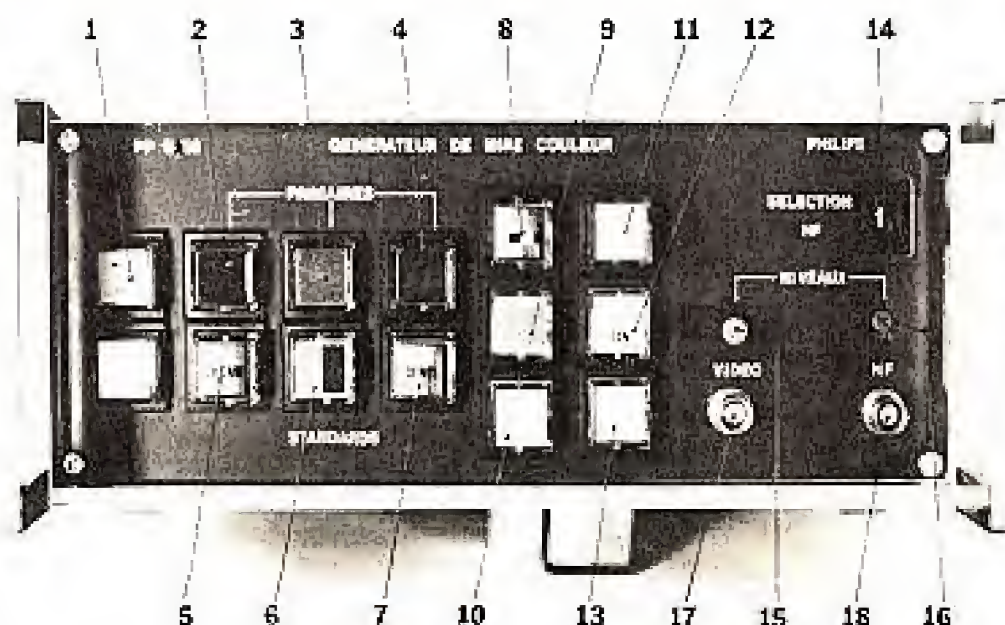


Fig. 1

- niveau réglable de 0 à 2,4 V (jusqu'à 1,2 V sur 75 Ω).

Signaux HF

- La platine « modulateur » peut recevoir 1 à 4 modules oscillateurs VHF.
- Niveau de sortie HF réglage de 0 à 5 mV.

Son

La porteuse son, obtenue par quartz d'intervalle, est toujours présente, modulée ou non, dans le signal de sortie HF.

Cette caractéristique est intéressante pour les récepteurs dont la commande automatique de fréquence est réglée sur le son.

Utilisation de la mire PP 5215

La photographie de la figure 1, précise le rôle des différentes commandes disponibles en façade :

- 1 - interrupteur général de mise sous tension
- 2, 3, 4 - poussoirs de sélection des trois couleurs primaires : rouge, vert et bleu. La combinaison de ces trois touches donne évidemment le blanc, tandis que les combinaisons partielles, deux à deux, donnent le jaune, le magenta ou le cyan
- 5 - mise en service du codage SECAM

6 - fonctionnement en noir et blanc

7 - clignotement automatique des signaux d'identification

8 - commande d'affichage de la mire composite, comportant les barres de couleur, l'échelle des gris et les pavés de traînage

9 - commande du quadrillage avec signal de centrage

10 - commande de la mire de linéarité

11 - poussoir d'inversion de la polarité des signaux vidéo (modulation positive ou négative)

12 - commande de la modulation à 1000 Hz de la porteuse « son »

13 - mire de points (contrôle de pureté)

14 - sélection du canal de la porteuse

15 16 - commandes des niveaux de sortie

17 - borne BNC de sortie vidéo

18 - borne de sortie HF.

Comme nous l'avons signalé plus haut, les boutons poussoirs s'illuminent lorsque la fonction correspondante est enclenchée. Joint à la clarté de repérage des commandes, ce perfectionnement autorise une prise en mains très rapide, et intuitive.

A l'intérieur du coffret

Les différentes platines de circuits imprimés, qui se partagent les principales fonctions de la mire, sont enfichées verticalement sur le circuit principal d'interconnexion. La carcasse du châssis, très rigide, est munie de glissières de guidage (fig. 2).

Tout le bloc arrière du coffret, maintenu par quatre vis, regroupe les circuits d'alimentation, y compris le transformateur (fig. 3). Sur la photographie de la figure 4, enfin, nous avons regroupé trois des platines : on peut remarquer la qualité, et même la beauté du câblage, soigné jusque dans ses moindres détails. La position des connecteurs exclut toute erreur de mise en place.

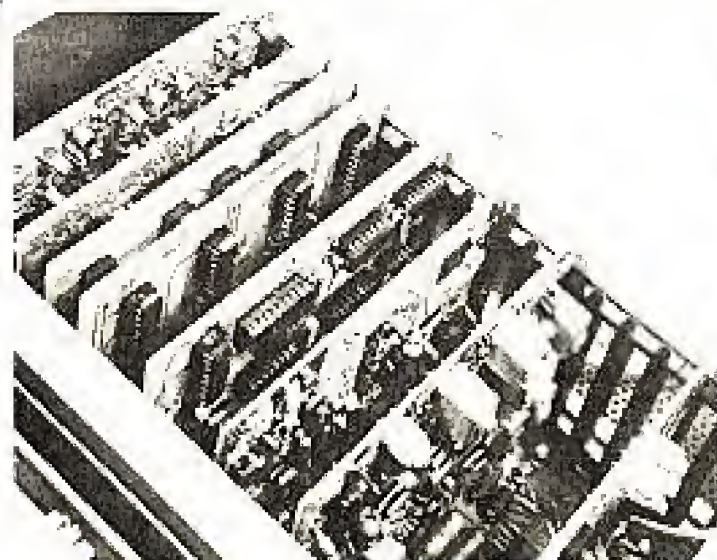


Fig. 2

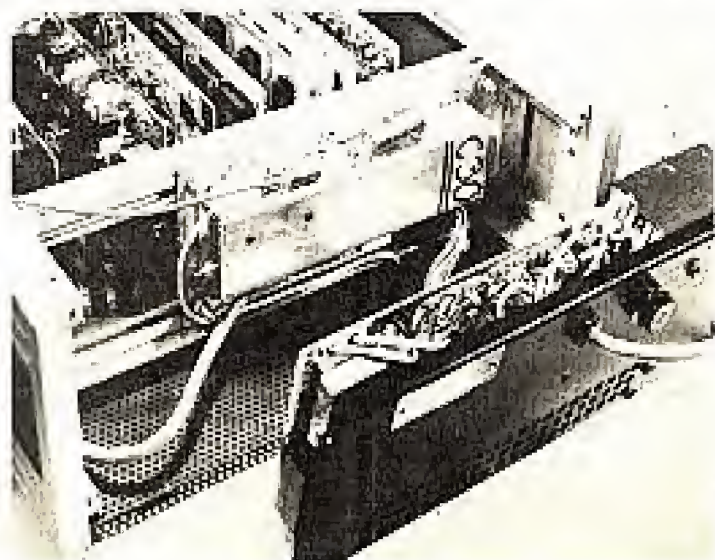


Fig. 3

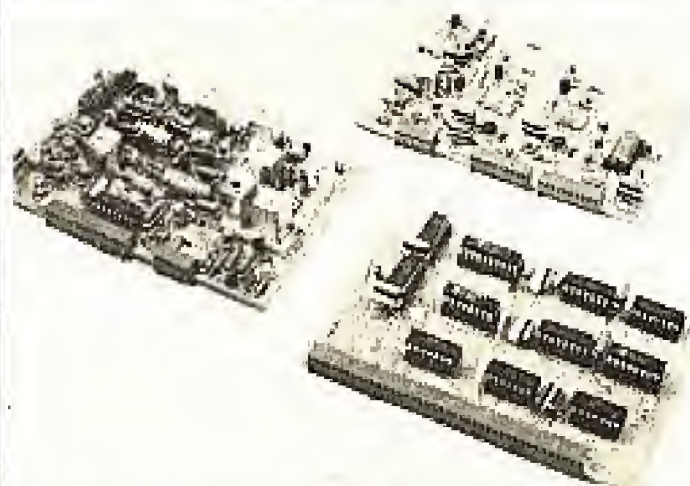


Fig. 4

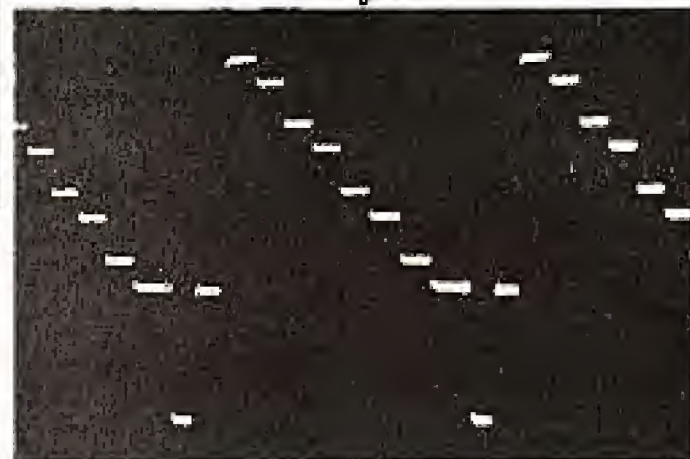


Fig. 5

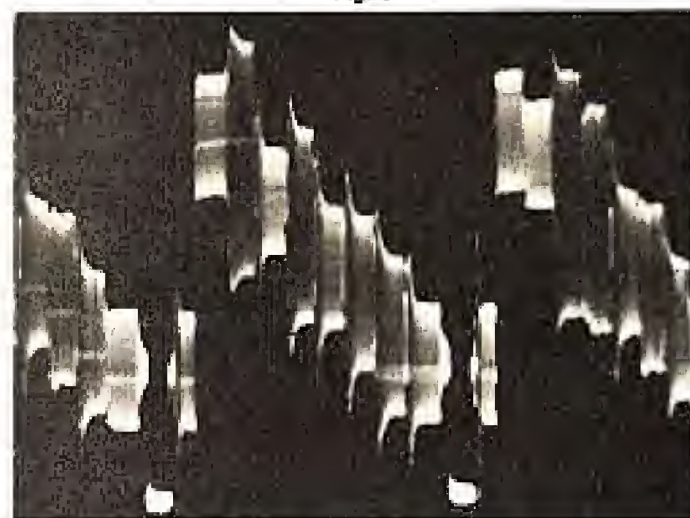


Fig. 6

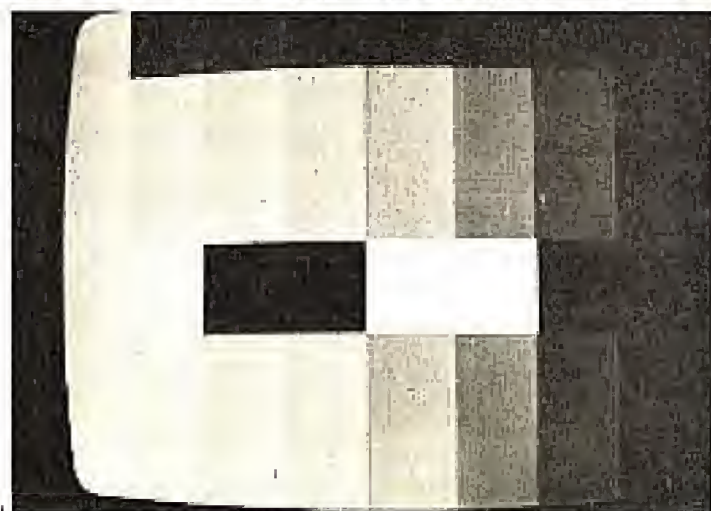
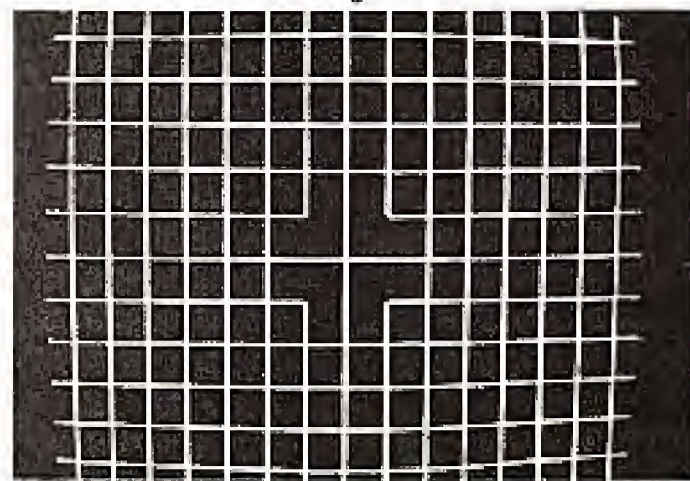


Fig. 7

Quelques résultats d'utilisation

De nos essais, nous avons extrait quelques oscillogrammes, ainsi que des vues directement photographiées sur l'écran d'un téléviseur, et pour lesquelles nous regrettons évidemment l'impossibilité de publier ici des clichés en couleurs.

L'oscillogramme de la figure 5 correspond à l'échelle des gris. On y reconnaît les huit paliers de tension correspondant aux huit bandes de la mire, ainsi que l'impulsion de synchronisation de ligne. L'oscillogramme de la figure 6, lui, correspond à la mire des bandes de couleurs: on y reconnaît également les huit bandes, et nous avons pu, par réglage de la synchronisation de l'oscilloscope, séparer deux lignes successives.

La photographie de la figure 7 est celle de la mire quadrillée de centrage, qui comporte 12 sur 16 carreaux. L'autre quadrillage, que nous n'avons pas photographié, est formé de grands carreaux 18 horizontalement et 6 verticalement.

La dernière photographie enfin (fig. 8) est celle de la mire composite. On y distingue, en haut, la succession des barres de couleur, qui surmonte les pavés de traînage, noir et blanc. Au-dessous s'étend l'échelle des gris, et, enfin, une nouvelle bande avec les barres de couleur.

Nos conclusions

La mire PP 5215 de Philips, que nous avons eue entre les mains, est un modèle nouveau, pour lequel la notice finale d'utilisation est encore au stade de la préparation. Les schémas mis à notre disposition par le constructeur, sont des calques pour lesquels nous n'avons pas les références des circuits, et par conséquent difficiles à analyser: nous espérons que l'occasion nous sera donnée d'y revenir.

Pour l'instant, nous nous bornerons à apprécier la qualité de ce matériel, jointe à une extrême facilité d'emploi. Celle-ci tient à la fois à la présentation, à la combinaison très étudiée des commandes, et à la qualité des signaux délivrés. Si on y ajoute la portabilité (faible encombrement et faible masse), il s'agit sans conteste d'une mire, ou plus exactement d'une famille de mires, qui intéressera les services après-vente de bien des professionnels spécialisés dans les téléviseurs et les magnétoscopes.

R. RATEAU

REALISEZ UNE CAMERA TV DE QUALITE

La réalisation d'une caméra TV, noir et blanc, est certainement l'un des exercices d'électronique parmi les plus passionnants ! Cela vient sans doute de ce que l'apparition d'une image cohérente et « vivante » sur l'écran du téléviseur, constitue une sorte de miracle, dont l'explication, malgré la diffusion massive de la « télé » est encore inaccessible à la majorité de nos concitoyens.

Par ailleurs, la réalisation en elle-même n'est pas très simple, certains circuits sont complexes : il est fait appel autant aux techniques digitales qu'aux linéaires, ces dernières posant évidemment beaucoup plus de problèmes que les autres. Enfin, quand vient le moment de passer à la concrétisation du projet, on s'aperçoit qu'il y a un abîme entre le schéma et l'appareil terminé. En effet, à partir du moment où l'on désire obtenir une caméra compacte, les voisinages entre certains circuits posent de redoutables problèmes au réalisateur. Les circuits impulsionnels rayonnent sur les amplificateurs sensibles et agrémentent l'image de fioritures dont

on se passe fort bien. Ainsi, lors de l'étude de la maquette, alors que le fonctionnement était parfait avec une disposition des plus aérées et de nombreux fils de liaisons, nous eûmes beaucoup plus de mal à retrouver la même qualité dans les dimensions réduites que nous nous étions imposées. Nous ne saurions donc trop vous recommander de suivre au... millimètre près, les dispositions mécaniques que nous indiquerons, à moins que vous n'aimiez les difficultés (... chacun ses goûts !!) Ces dispositions ont d'ailleurs été minutieusement étudiées pour avoir tout à la fois une réalisation facile, un montage aisé, une accessibilité aussi bonne que possible.

Evidemment, il y aura de la tôle à plier ! Nous ne la regrettons pas et nous espérons même que cela découragera quelques amateurs trop peu soigneux ! Par contre, pour ceux qui aiment le travail soigné, pour ceux qui apprécient autant la présentation que le fonctionnement, alors, mes amis... « pouléchez-vous les babines !! » car de grandes satisfactions vous attendent !



La caméra DCVI que nous vous présentons est de classe professionnelle. On en trouvera plus loin les caractéristiques détaillées, mais nous voulons dès à présent attirer votre attention sur quelques points particuliers, qui en font l'originalité :

- Le générateur de signaux de synchronisation est construit en technologie CMOS, assurant une consommation aussi réduite que possible. Les signaux fabriqués sont rigoureusement conformes aux normes 625 lignes Européennes et, ce qui est notable, obtenus sans aucun réglage : Tous les temps étant créés par additions, soustractions, divisions de temps élémentaires issus d'un quartz. Aucune dérive dans le temps n'est possible. La référence est indépendante du réseau.

- Le vidicon choisi, c'est-à-dire le « tube image » est un modèle de un pouce (2,54 cm) ce qui est peu courant car la quasi totalité des caméras du commerce ont un modèle de 2/3 de pouce. Ces derniers exploitent une image optique plus petite ont une résolution plus faible, ils requièrent d'autre part des optiques spé-

ciales. Avec le modèle choisi, compte tenu cependant de la qualité que l'on pourra financièrement s'offrir, on peut prétendre à passer 750 points en mode vidéo directe, ce qui est bien meilleur que ce que vous avez l'habitude de voir à la « télé » ! Une telle qualité n'est pas très courante.

- L'amplificateur vidéo des signaux issus du vidicon est muni dans notre caméra, d'un système de commande automatique de contraste (C.A.C.) permettant une utilisation facile lors de prises de vues de scènes tantôt fort éclairées, à d'autres plus sombres. Cette particularité n'est pas exceptionnelle et la quasi totalité des modèles du commerce possèdent ce dispositif. Mais par contre nous avons aussi un système d'alignement automatique des signaux vidéo, au niveau du noir et cela est bien plus rare ! Ainsi, si vous passez d'une image lumineuse à une image sombre, non seulement le C.A.C. corrigera le contraste, mais les noirs de la première image auront le même niveau que ceux de la seconde, sans rosouche au téléviseur associé.

- L'optique d'une caméra est une pièce importante et

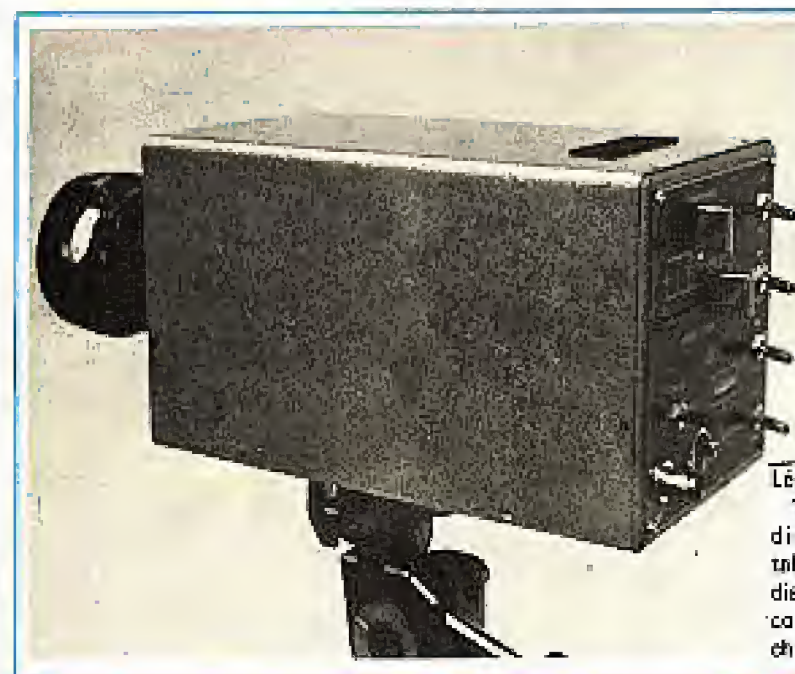
chère. De sa qualité dépend évidemment celle de l'image obtenue. Le choix du vidicon de un pouce nous a permis de prendre des objectifs Photo, type 24 x 36 mm, interchangeables à vis ou à baïonnette. En effet, qui n'a pas déjà un bon réflexe dans ses armoires ? Il suffit alors de lui emprunter « ses lentilles ». De plus, dans ce domaine, il existe un choix considérable : il est possible de sélectionner l'ouverture, la focale... convenant le mieux à l'application envisagée. On peut utiliser filtres, zooms... tous ces accessoires restant disponibles pour la photographie. Enfin, le réglage de diaphragme de l'objectif augmentera encore les possibilités d'adaptation et permettra les prises de vues allant des scènes « plein soleil » aux prises de vues intérieures sans éclairage additionnel.

— Notre caméra DCV1 s'alimente en 12 V continu, avec une consommation très réduite (de l'ordre de 400 mA). Cette tension sera fournie selon la cas, par une alimentation secteur, ou par une batterie... de voiture par exemple. Les prises de vues dans la nature sont ainsi permises, d'autant que le générateur de synchro est piloté par quartz et donc indépendant du secteur.

— Enfin, pour en terminer avec les particularités essentielles de la caméra DCV1, signalons que nous décrirons à la suite :

- un modulateur permettant l'attaque directe des téléviseurs par la fiche d'antenne et assurant à la fois le transport de l'image, mais aussi du son, à une distance quelconque et à autant de téléviseurs qu'il est utile. Notons cependant que, en liaison « vidéo directe », on ne commence à noter une légère dégradation de la qualité de l'image que lorsque le câble coaxial ordinaire 75 Ω , dépasse... 250 m !
- un monitor de contrôle s'attachant sur la caméra, sous forme de viseur électronique. Les deux appareils formant ainsi un bloc compact. Les liaisons se font par connecteur invisible.

Nous espérons que ces pre-



Légende Photo A :

Vue de 3/4 arrière montrant la disposition rationnelle du tableau arrière. Au-dessus on distingue le cache masquant le connecteur prévu pour l'enchâssement du monitor.

mières lignes vous ont convaincu de l'intérêt de la présente description et qu'elles vous ont donné le désir de la réalisation. Nous tenons à remercier notre ami Daniel Duquesnoy pour le travail considérable de mise au point qu'il a fourni pour concevoir et réaliser la maquette. Nous le félicitons pour la qualité de ce travail et pour celle des résultats obtenus. Nous sommes persuadés que les lecteurs du Haut-Parleur apprécieront !

Caractéristiques de la caméra DCV1

- Vidicon de un pouce. Type TH9810 de Thomson-CSF. Modèle à grilles séparées. Faible intensité de chauffage : 150 mA. 850 points au centre typiques.
- Déviateur de Gerhard type Bv. 200/1b5.
- Objectif type Photo 24 x 36 mm. Focale au choix.
- Référence de temps par quartz 1 MHz.
- Platine synchro CMOS sans réglage.
- Standard rigoureusement conforme au 625 lignes/60 Hz européen. Balayage entrelacé.
- Résolution : 750 points au centre.
- Sortie vidéo directe standard 1 Vcc/75 Ω .
- Chargé 75 Ω intérieure ou extérieure commutable.

- Contrôle automatique de cible (C.A.C) commutable en manuel. (2000/11)

- Alignement automatique de la vidéo, au niveau du noir.

- Circuit de sécurité assurant la protection du vidicon sur panne de balayage.

- Commandes extérieures réduites :

- Vernier de concentration.

- Contrôle de cible en manuel.

- Choix de la polarité vidéo : positive pour usage normal. Négative pour utilisation de négatifs photos.

- Courant de faisceau préréglé.

- Circuit de mesure vidéo et alimentation.

- Alimentation entièrement stabilisée et protégée des courts-circuits et débits excessifs. Entrée en tension continue de 11 à 22 V. Consommation sous 12 V : 400 mA.

- Technologie : semi-conducteurs. 24 transistors et 25 circuits intégrés.

- Dimensions : 24 x 12 x 12 cm sans objectif.

- Réalisation : entièrement sur circuits imprimés déconnectables.

- Accessoires prévus :

- Modulateur UHF image et son, piloté quartz.

- Monitor enfichable sur la caméra.

- Bloc d'alimentation secteur.

- Prix de revient : Question souvent posée par les lecteurs et de réponse difficile, car ce

prix dépend essentiellement de la classe des composants achetés. Deux exemples. Le vidicon peut coûter de 150 F (modèle de surplus) à plus de 1500 F (modèle neuf de classe supérieure, vendu avec certificat de garantie individuel, précisant exactement le nombre et la dimension des minuscules défauts affectant la cible). Chaque résistance ajustable peut valoir de 1,5 F (modèle grand public) à plus de 10 F (modèle professionnel). Comme on le constate, le prix d'une réalisation peut ainsi varier de 1 à ... 10 !! Disons, sans nous engager trop, que pour une bonne qualité moyenne, l'investissement devrait se situer entre 600 et 800 F, sans compter l'objectif et la tolérerie.

Nous signalons que la maison Selectronic, 14, bd Carnot, 59800 Lille, pourra fournir tous les composants de cette réalisation, y compris les circuits imprimés et faces avant et arrière décoratives. Par contre, la tolérerie restera à exécuter.

A. Étude théorique

I. Principe de fonctionnement

Nous l'avons déjà signalé, la pièce maîtresse d'une caméra TV est le tube de prise de vues. Pour une caméra compacte et de prix de revient abordable par l'amateur, le vidicon est pratiquement le seul tube

image possible. Ce n'est pourtant pas le seul existant et le tableau 1 vous donne quelques éléments de comparaison avec d'autres types.

Le vidicon est choisi pour toutes les applications grand public, ou de surveillance industrielle. Le Silicon, n'est recherché que pour des prises de vues dans une quasi-obscurité. Le Plumbicon est très utilisé dans les caméras couleur. L'Orthicon est le tube par excellence des lourdes caméras de studios.

LE VIDICON (Vidéo : voir : Icône : image) ressemble beaucoup à un tube cathodique de mesure ou à celui d'un téléviseur. Son fonctionnement est très comparable, à ceci près que dans le tube cathodique, la variation du courant de faisceau fait varier la luminosité du spot, alors que dans le vidicon c'est au contraire la lumière atteignant la cible qui provoque les variations du courant de cette cible. On retrouve donc dans le vidicon, les mêmes parties. Voir figure 1.

- A l'arrière de l'ampoule de verre bien cylindrique, le canon à électrons comprenant :

- un filament portant au rouge une cathode émissive d'électrons ;
- une grille d'accélération g_2 portée à une tension de quelque 300 V et attirant les électrons ;
- une électrode de concentration statique g_3 permettant l'obtention d'un pinceau mince

d'électrons nécessaire au balayage de la cible ;

- une grille de contrôle g_1 (correspondant au Wehnelt d'un tube cathodique) réglant la densité du « tir » électronique %.

- A l'avant de l'ampoule, avec connexion extérieure annulaire : la cible, constituée d'une mosaïque photoconductrice et sur laquelle se forme l'image optique créée par l'objectif. Par ailleurs, sur cette même cible, dont nous verrons plus loin le fonctionnement, tombe le faisceau d'électrons en provenance du canon.

A proximité immédiate de la cible, une grille g_4 sert à fournir un champ décélérateur uniforme, de sorte que le faisceau électronique tombe sur la couche sensible, bien perpendiculairement et à faible vitesse.

Lorsqu'une image optique se forme sur la cible, portée à un potentiel continu de quelques dizaines de volts, chaque point devient d'autant plus conducteur qu'il reçoit de lumière. Il constitue ainsi, une sorte de micro-condensateur élémentaire. La face interne de la cible présente donc une image électrique positive de la scène projetée. Le pinceau électronique de balayage va, en passant successivement sur chaque élément « décharger » le condensateur élémentaire. Le pinceau passé, le condensateur se recharge aussitôt provoquant un appel de courant dans la résistance de charge de la cible. Au cours de l'analyse de l'image, cette résistance est

TABLEAU 2

Régime	Bas	Moyen	Haut
U/g_1	300 V	500 V	900 V
U/g_2	180 V	325 V	600 V
U/g_3	300 V	300 V	300 V
Points au centre	750	850	950
Points aux coins	350	450	550

ainsi le siège de variations de débits correspondant exactement aux variations de luminosité des points analysés. La polarité du signal recueilli au point « chaud » (côté cible), de la résistance est telle que les blancs de la scène font baisser la tension cible : la phase est négative.

Le vidicon utilisé dans la caméra DCV1 est le modèle TH9810 de la Thomson. Il se distingue de types plus anciens par le fait que les électrodes g_1 et g_2 sont séparées. En effet, un défaut du tube vidicon en général est de donner sur les bords de l'image une définition bien inférieure à celle de la zone centrale. La séparation des deux électrodes en question, avec une adaptation de leurs potentiels, autorise une amélioration sensible sur ce plan. Comme le montre le tableau suivant, les performances du 9810 dépendent essentiellement du régime de fonctionnement.

Nous avons choisi le régime « bas » car 750 points au centre sont plus que suffisant, les téléviseurs normaux, voire les tubes cathodiques, ayant déjà beaucoup de peine à les restituer ! Par ailleurs, au-delà, la

complexité de l'ampli vidéo de la caméra augmente beaucoup, le problème du rapport signal/bruit déjà difficile devient inextricable. Comme pour toute chose il faut rester sage !

Le choix du vidicon Thomson n'est nullement impératif, tous les vidicons ordinaires de un pouce conviennent, quel que soit le fabricant. Pour tous ceux que nous connaissons d'ailleurs, les caractéristiques mécaniques et le brochage sont identiques. Voir la figure 2. On peut aussi utiliser un vidicon à grilles g_3 - g_4 réunies. Par exemple un vieux TH9805 nous a donné de très bonnes images.

- Bien sûr, l'analyse de l'image optique ne peut se faire que par un balayage convenable de la cible par le faisceau. Il est donc nécessaire de dévier celui-ci. Ce résultat est obtenu par un déviateur magnétique externe.

Rappelons que l'homme ne sait pas encore envoyer globalement le contenu d'une image, mais qu'il doit la décomposer point par point et transmettre ces renseignements les uns après les autres. Cette analyse se fait exactement à la manière dont vous lisez ce texte : caractère par caractère dans une ligne (de gauche à droite) puis ligne après ligne (de haut en bas).

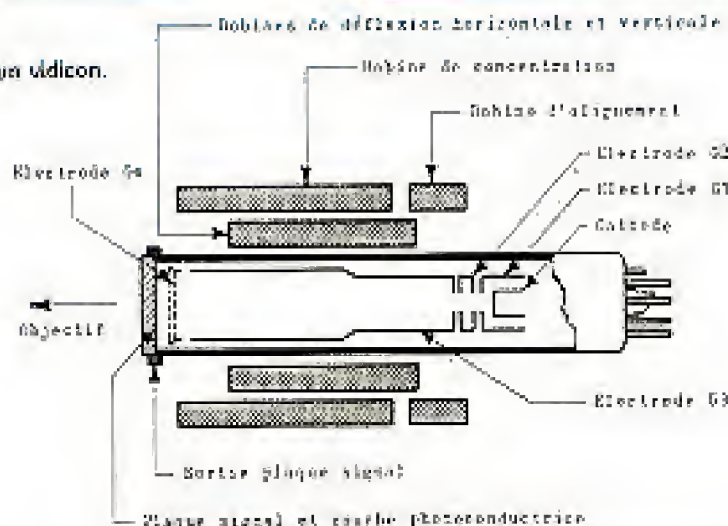
Nous l'avons dit : la déviation du faisceau est magnétique. Des bobines H et V du déviateur, disposées autour du col du vidicon, (voir fig. 1 et fig. 3) provoquant les déplacements horizontaux, l'lecture d'une ligne en 64 μ s et verticaux l'lecture de l'image complète en 40 ms. Les champs magnétiques nécessaires sont obtenus par l'action de courants de formes convenables, traversant les enroulements.

TABLEAU 1

Type	Usages	Avantages	Inconvénients
VIDICON	Surveillance Circuits fermés	Peu encombrant Faible prix Sensibilité moyenne	Rapport S/B médiocre Risque de marquage Rémance
SILICON	"	Très sensible	Prix élevé Optique spéciale
CHALNICON	"	Très sensible Ne se marque pas Peu rémanent	Pas de C.A.C.
PLUMBICON	Studio	Très sensible Peu rémanent	Prix élevé Assez fragile
ORTHICON	Studio	Haute définition S/B très bon Ne se marque pas Peu rémanent	Prix très élevé Encombrant

Fig. 1.

— Structure d'un vidicon.



Nous y reviendrons. Enfin, compte tenu de la très grande finesse nécessaire à l'obtention des 750 points le long d'une ligne ne mesurant que quelque 13 mm l'image utile sur la cible du vidicon de un pouce ne fait que 12,7 mm x 9,7 mm il faut un pinceau d'électrons parfaitement concentrés. La préconcentration du canon à électrons est complétée par une concentration magnétique, provoquée par le passage d'un courant continu dans la bobine C du déviateur. Les bobines d'alignement de la figure 1 sont facultatives.

NB. Notons que la fabrication d'un déviateur de Vidicon est une chose possible pour un amateur averti. Cependant, compte tenu de la difficulté du travail et surtout de la difficulté qu'il y a à obtenir un très bon résultat, nous déconseillons une telle entreprise, que nous avons pourtant menée à bien, il y a une dizaine d'années, pour une caméra à lampes. Mais c'était presque « l'époque héroïque » et en 1978, il n'en faut pas trop demander et il est bien plus simple sinon plus économique d'acheter le bloc déviation-concentration tout fait. Un seul inconvénient... c'est un peu plus cher ! Mais revenons ... à la cible !

Nous pouvons dès à présent, dresser un schéma-bloc de notre caméra. Nous le trouvons en figure 3 :

• Au centre du schéma : le générateur de temps. Ce circuit fournit :
— Les ordres de déclenche-

ment des balayages internes :

h est une impulsion de 7 μ s, se reproduisant toutes les 64 μ s (15 625 Hz) et qui déclenche le balayage horizontal, ligne après ligne.

v' est une impulsion de 1440 μ s se répétant toutes les 20 ms et qui déclenche le balayage vertical, demi-image après demi-image.

— Les signaux d'effacement (ou de suppression, ou de blanking) du vidicon, rendant celui-

ci aveugle, pendant le retour de ligne ou le retour d'image. Cet effacement est indispensable pour avoir une image claire. Les signaux sont appliqués sur G1.

— Les signaux de synchronisation ligne et image, les signaux d'effacement ligne et image à incorporer dans le signal vidéo complet, de manière à assurer un fonctionnement correct et synchrone du téléviseur associé.

• En haut du schéma : les générateurs de balayages. Déclenchés par h et v, ils fabriquent les courants nécessaires au déviateur. Le générateur horizontal délivre accessoirement les tensions élevées indispensables à la mise en œuvre du vidicon. Ce bloc contient aussi les circuits de sécurité. En effet, un arrêt accidentel de l'un des balayages, ou pire, des deux, entraînerait rapidement une brûlure irréversible de la cible du vidicon. Dans un tel cas, les circuits de sécurité suppriment l'alimentation haute tension du vidicon et par là même, lui évitent toute détérioration.

• A gauche : l'amplificateur vidéo-fréquence. C'est un circuit très délicat. Il recueille à haute impédance les tensions très faibles issues de la cible du vidicon. Il est chargé d'amplifier ces tensions en équilibrant la bande passante, tant du côté des fréquences basses (risques de traînages courts ou longs) que du côté des fréquences élevées. (Pour obtenir des détails fins et du « piqué ».)

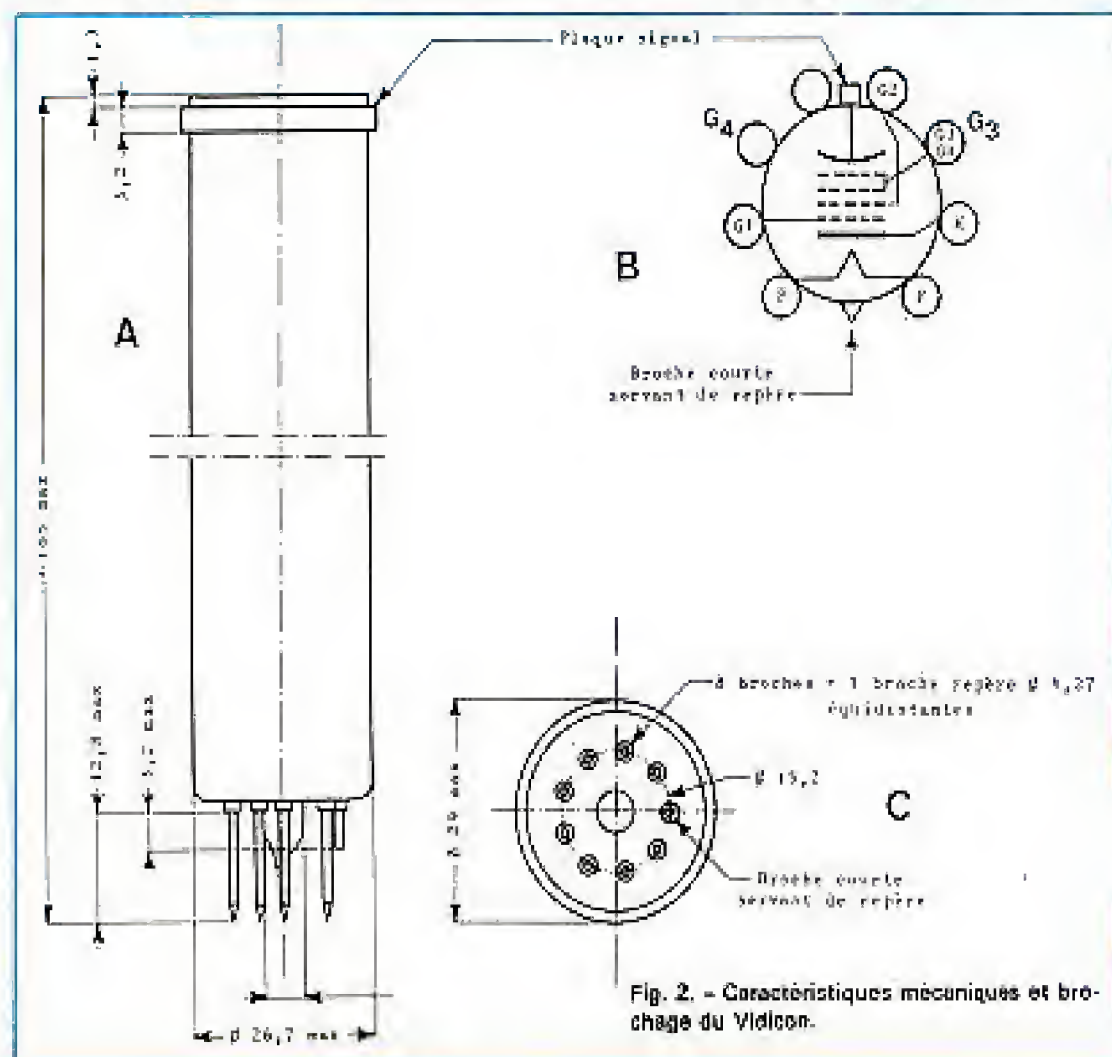


Fig. 2. — Caractéristiques mécaniques et brochage du Vidicon.

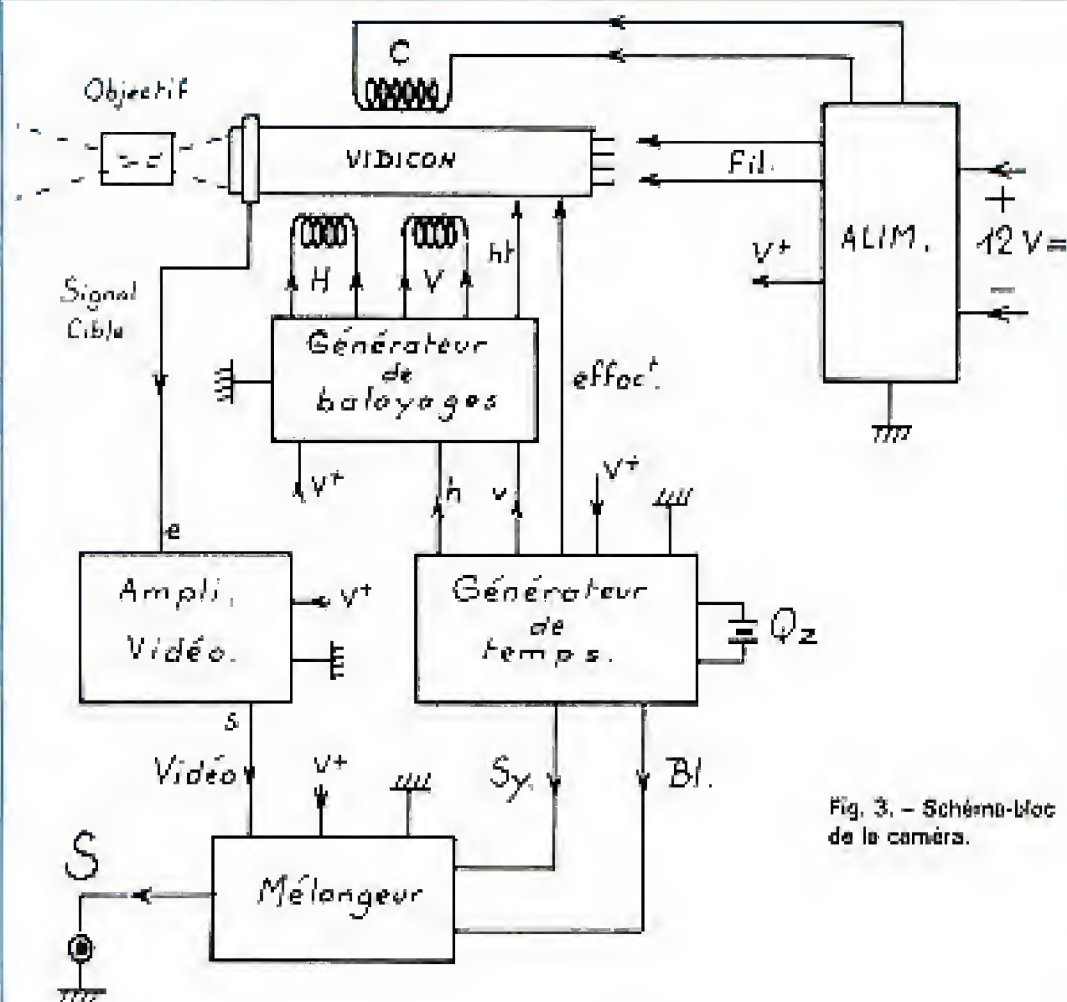


Fig. 3. - Schéma-bloc de la caméra.

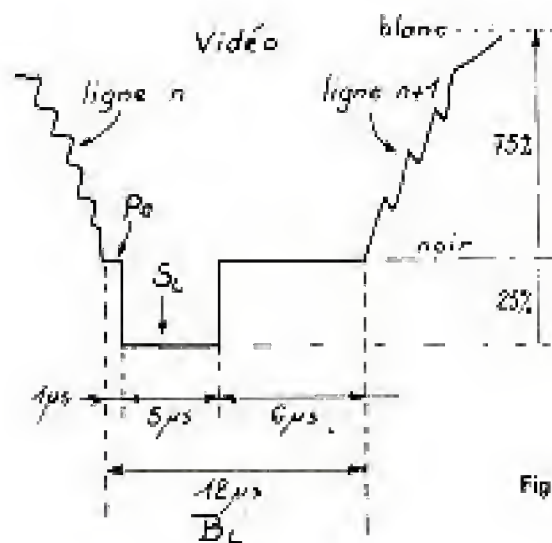


Fig. 4. - Signaux de lignes.

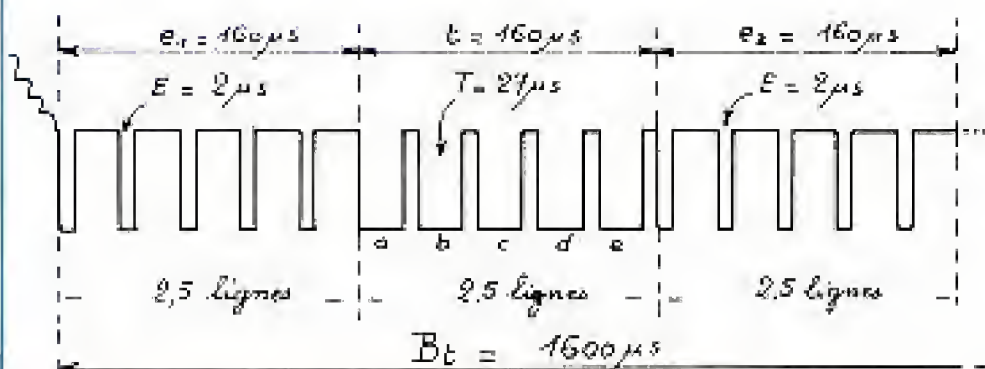


Fig. 5. - Signaux de trame.

• En bas : le mélangeur. Il reçoit la vidéo, les tops de synchro, les signaux de blanking. Il les mélange dans les proportions réglementaires : 25 % pour la synchro, sous le niveau du noir et 75 % pour la vidéo. (blanc maximum) Le signal complet est alors disponible en S. On l'enverra soit vers un téléviseur pour vision directe, soit vers un magnétoscope pour enregistrement, soit vers un modulateur de porteuse HF.

• Enfin, en haut et à droite : l'alimentation fournissant les tensions de fonctionnement de l'ensemble et le courant de la bobine C de concentration.

Finalement, vous le constatez, c'est tout simple, une caméra TV !

Oui, tout simple, surtout si l'on n'entre pas dans les détails et c'est pourtant ce que nous allons faire maintenant !

- II -

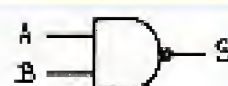
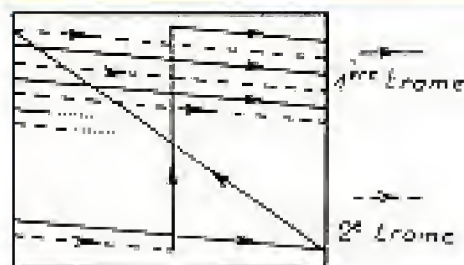
Etude des schémas

1. Le générateur de temps

L'ensemble des composants fabriquant tous les signaux nécessaires au fonctionnement du générateur de temps est regroupé sur une seule platine imprimée : Carte 8. Cette platine supporte 22 circuits intégrés CMOS : cela représente un effectif total de 36 portes NAND et de 22 bascules JK ! On comprend donc vite, que l'explication est un peu moins simple que prévu ci-dessus ! La conception des circuits a été particulièrement facilitée par une étude fort intéressante, parue dans la revue « Électronique Professionnelle » (n° 1492, p 46 à 50). Dans l'ensemble, nous avons retenu les schémas proposés. Compte tenu de la complexité, il n'est guère facile de dessiner un schéma unique, sur le format d'une page de revue. Nous avons préféré la méthode des schémas partiels.

Rappelons d'abord, les caractéristiques des signaux à obtenir (Standard 625 lignes NAB, Européen).

a) Les signaux de lignes, figure 4.



A	B	S
0	0	0
0	1	0
1	0	0
1	1	1

$$S = A \cdot B$$

Fig. 8. - « AND »

A	S
0	1
1	0

$$S = \bar{A}$$

Fig. 9. - Inversneur.

A	B	S
0	0	1
0	1	1
1	0	1
1	1	0

$$S = \overline{A \cdot B}$$

Fig. 10. - « NAND »

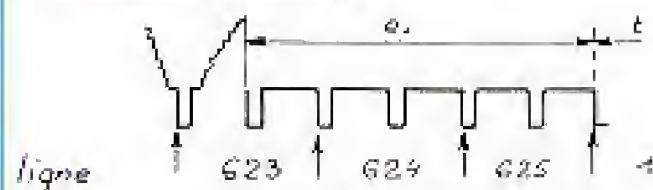


Fig. 6. - Mécanisme de l'entrelacement.

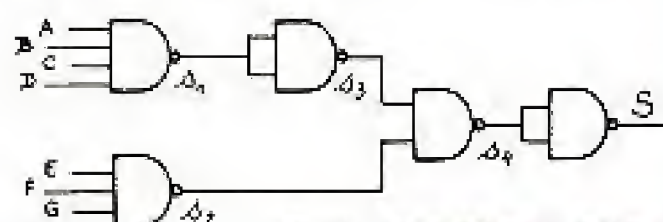
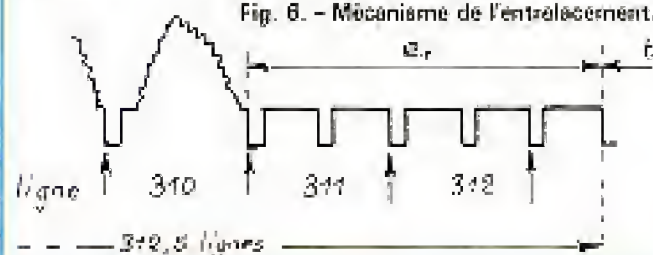


Fig. 11. - Association de « NAND ».

Ce sont les signaux séparant une ligne n de la ligne suivante $n + 1$.

On distingue d'abord l'intervalle complet B_1 des deux lignes: C'est l'effacement ou blanking ligne, dont le rôle est d'éteindre le spot du télé pendant que le faisceau de balayage va de droite à gauche dans le but d'inscrire la ligne suivante. Cette période est au niveau du noir. Cependant, l'ordre de retour n'est donné que $1 \mu s$ après le début de B_1 :

Cela par le top de synchro ligne S_L , durant $5 \mu s$. Le palier de pré-effacement p_0 de $1 \mu s$ faisant apparaître une petite marge noire à droite de l'image. Normalement, le retour effectif du spot du téléviseur devra durer un peu moins que $5 + 6 \mu s = 11 \mu s$ afin de ne pas démarrer les signaux de $n + 1$ avant la fin du retour. Si le téléviseur est bien conçu, une petite marge noire apparaîtra aussi à la gauche de l'image. S'il est très mal conçu,

il se produira un effet dit « de rideau » dû au démarrage de l'inscription des signaux d'image pendant la fin du retour.

bi Les signaux d'image ou de trame, figure 5.

Chaque image complète est composée de deux trames entrelacées. Voir plus loin. Chaque demi-image est séparée de la suivante par les signaux de la figure 5. La structure est en gros identique

à celle de ligne: Ils comprennent:

- Des signaux de « pré-égalisation » e_1 , durant, 2,5 lignes, soit $160 \mu s$, au niveau du noir, avec 5 impulsions de $2 \mu s$ au niveau synchro.
- Les signaux de synchro Trame t , durant également 2,5 lignes et comportant 5 impulsions larges de $27 \mu s$, au niveau synchro.
- Enfin, les signaux de post-égalisation e_2 , analogues à e_1 et suivant t .

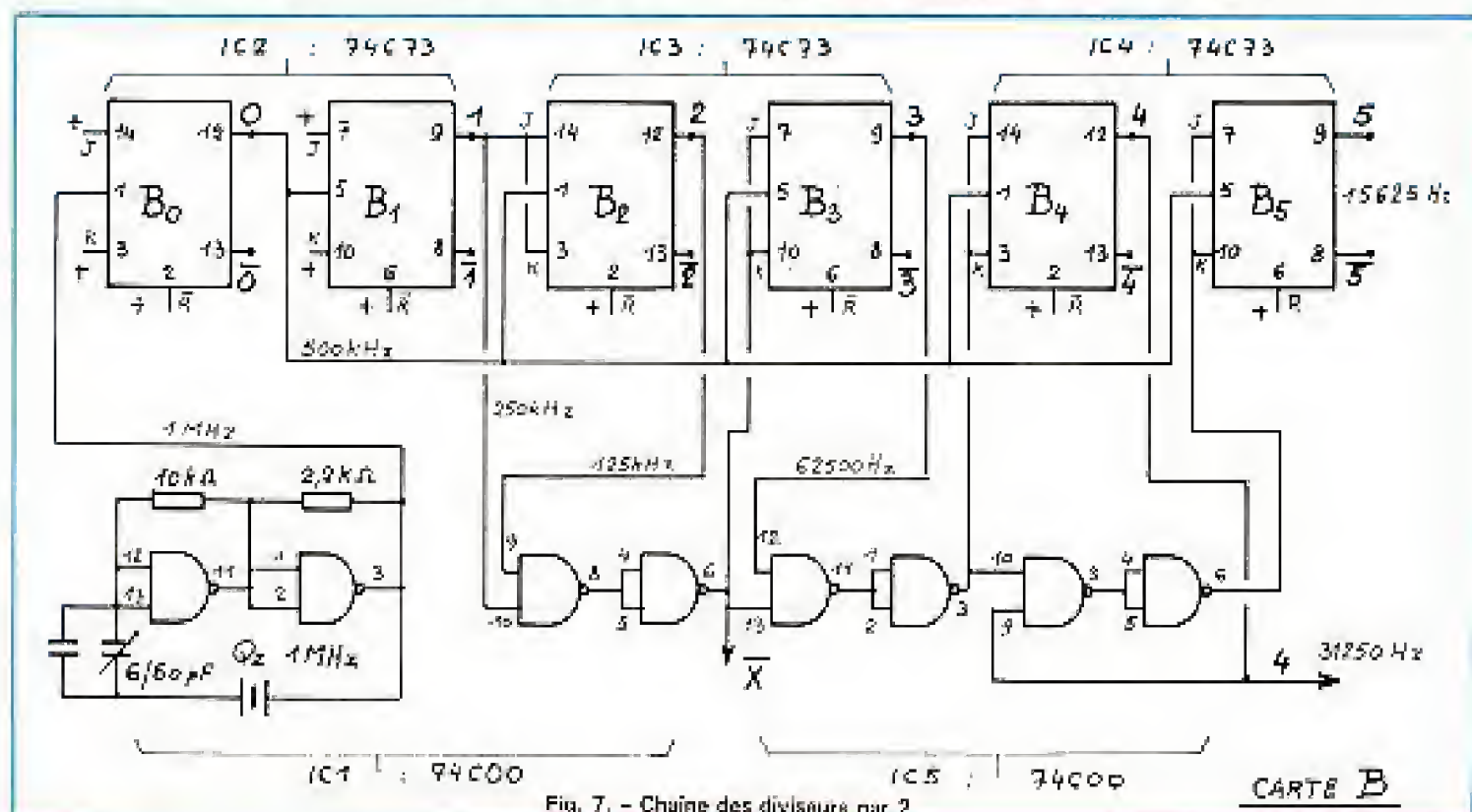


Fig. 7. - Chaine des diviseurs par 2.

CARTE B

- Le signal de Blanking Trame B_T couvre 25 lignes complètes, englobant e_1 , tête e_2 .
Il dure donc encore $1600 - 480 = 1120 \mu s$ soit 17,5 lignes après e_2 .

Notons que pendant les périodes e_1 , t , e_2 la synchro ligne est assurée une fois sur deux par les impulsions étroites, (voir fig. 6), tandis que pendant les $1120 \mu s$ qui restent, les tops de lignes normaux réapparaissent. Pendant ce temps, la synchro trame du téléviseur est assurée par l'une des 5 impulsions larges de t . Cette répétition étant précisément faite pour assurer une meilleure stabilité.

De manière à éviter un scintillement désagréable de l'image du téléviseur, phénomène qui ne manquerait pas de se produire si l'on inscrivait 25 images complètes par seconde, on inscrit 50 demi-images pendant le même temps. L'image complète comptant 625 lignes, les demi-images en comptent chacune 312,5. Pour retrouver sur l'écran du télé 625 lignes distinctes, les demi-images ne sont pas superposées, mais entrelacées (voir fig. 6). Pour cela, la salve de synchro trame démarre alternativement à la fin de la dernière ligne d'une demi-image et au milieu de la dernière ligne de la demi-image suivante (voir fig. 6). Plus exactement à la fin de la ligne n° 310 et au milieu de la ligne n° 623. Les signaux déclenchant le retour de balayage vertical, t , se produisent 2,5 lignes plus tard, soit à la ligne $310 + 2,5 = 312,5$ et $622,5 + 2,5 = 625$.

Pour nous résumer il faut fabriquer :

- B_T , blanking de trame: $1600 \mu s$ à 50 Hz
- B_L , blanking de ligne: $12 \mu s$ à 15625 Hz
- S_L , top de synchro ligne: $5 \mu s$ à 15625 Hz
- p_s , palier avant de $1 \mu s$, plaçant S_L sur B_L
- e_1 , t , e_2 successifs de $160 \mu s$ à 50 Hz
- les coupures E de $2 \mu s$ dans e
- les coupures de $27 \mu s$, T, dans t
- les impulsions h et v de synchro interne caméra.

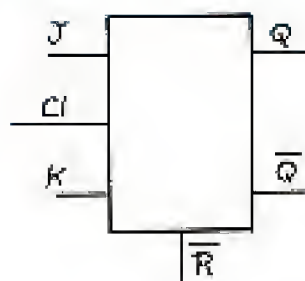


Fig. 12. - Basculeur JK simple type 1/2 7473.

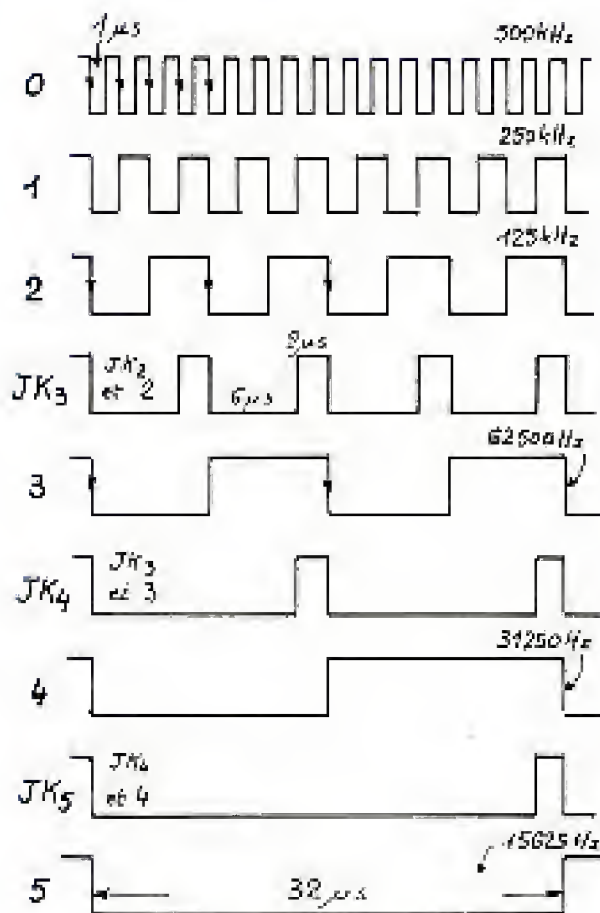


Fig. 13. - Signaux des diviseurs par 2.



c) Création des références de temps

La référence initiale est obtenue à partir d'un quartz de 1 MHz. Voir figure 7. La compréhension des schémas de la carte B nécessitant un minimum de connaissance de logique, nous allons brièvement procéder à quelques révisions: Un peu de logique :

- Fonction ET (AND), figure 8. La sortie S ne passe à 1 que si les deux entrées A et B sont à 1. (4^e ligne de la table de vérité. Dans les trois autres cas, la sortie reste à 0. Si le circuit on dit la « porte et » comporte plus de deux entrées, le principe est le même: il faut toutes les entrées à 1 pour avoir $S = 1$.

- Fonction inverseur, figure 9. La sortie S est le « contraire » de l'entrée A. Dans le symbole, c'est le petit cercle de sortie qui caractérise la fonction. On écrit $S = \bar{A}$ lire complément de A, ou A barre. Remarque que $\bar{\bar{A}} = A$.

- Fonction ET (ou ET inversé: NAND), figure 10. C'est la fonction ET suivie d'un inverseur. La table de vérité est inverse. La sortie ne passe à 0 que si toutes les entrées sont à 1. La porte NAND est la plus répandue en logique TTL. C'est la seule utilisée dans cette description. Notons que, toutes entrées réunies, la porte NAND se transforme en inverseur. 1^{er} et 4^e lignes de la table de vérité.

Notation de BOOLE. Les circuits logiques donnent lieu à des mises en équation un peu spéciales puisqu'elles se font en algèbre de BOOLE.

Si l'on compare la table de vérité de la figure 8 et la classique table de multiplication :

$$\begin{aligned} 0 \times 0 &= 0 \\ 0 \times 1 &= 0 \\ 1 \times 0 &= 0 \\ 1 \times 1 &= 1 \end{aligned}$$

on constate l'identité des résultats.

On prend donc la décision d'écrire la fonction ET sous forme de produit logique:

$$A \text{ ET } B = A.B \text{ (ou } AB)$$

Dans la figure 8, on écrit $S = A.B$

Dans la figure 10, on écrit $S = \bar{A.B}$

- Association de NAND, figure 11. On trouve plusieurs de ces associations dans la carte B. Si A ou B ou C ou D valent 0, alors $s_1 = 1$ dont $s_2 = D$ et $S = 0$ quels que soient les états de E, F et G. Par contre si E ou F ou G valent 0, on a $s_2 = 1$ et les entrées A, B, C, D sont actives. Pour rendre actives E, F et G, il faudrait : $A = B = C = D = 1$.

$$s_1 = A B C D$$

$$s_2 = E F G$$

$$s_3 = A B C D$$

$$s_4 = A B C D . E F G$$

$$S = A B C D . E F G$$

- Basculeurs JK, figure 12.

Il s'agit d'un système bien plus compliqué : deux sorties complémentaires Q et \bar{Q} ont des états contrôlés par plusieurs entrées.

L'entrée C1 (clock = horloge) déclenche les basculements de Q et \bar{Q} . J et K contrôlent l'action de C1. Enfin R remet la bascule à 0.

Mais nous verrons cela un peu plus loin.

Les types de circuits utilisés sont ceux de la série 74C de National Semiconductor. Ils sont les équivalents broche pour broche, en CMOS, de la fameuse lignée TTL 74. Nous trouverons :

- Le 74C00 : quadruple NAND à 2 entrées.

- Le 74C10 : triple NAND à 3 entrées.

- Le 74C20 : double NAND à 4 entrées.

- Le 74C73 : double basculeur JK.

Les brochages de ces circuits seront donnés au chapitre réalisation.

Ces notions générales précises, nous pouvons revenir à la figure 7.

La durée la plus courte à générer est de $1 \mu s$ ($1 \mu s$). Cela correspond à l'une des alternances d'un créneau carré de $2 \mu s$, soit de fréquence 500 kHz. En réalité, pour des raisons d'approvisionnement plus facile, nous sommes parti d'un oscillateur à quartz de 1 MHz. Cet oscillateur est construit avec deux NAND, en régime linéarisé par les résistances entrée/sortie. Le point 3, en phase avec 12/13 entretient l'oscillation. Un ajus-

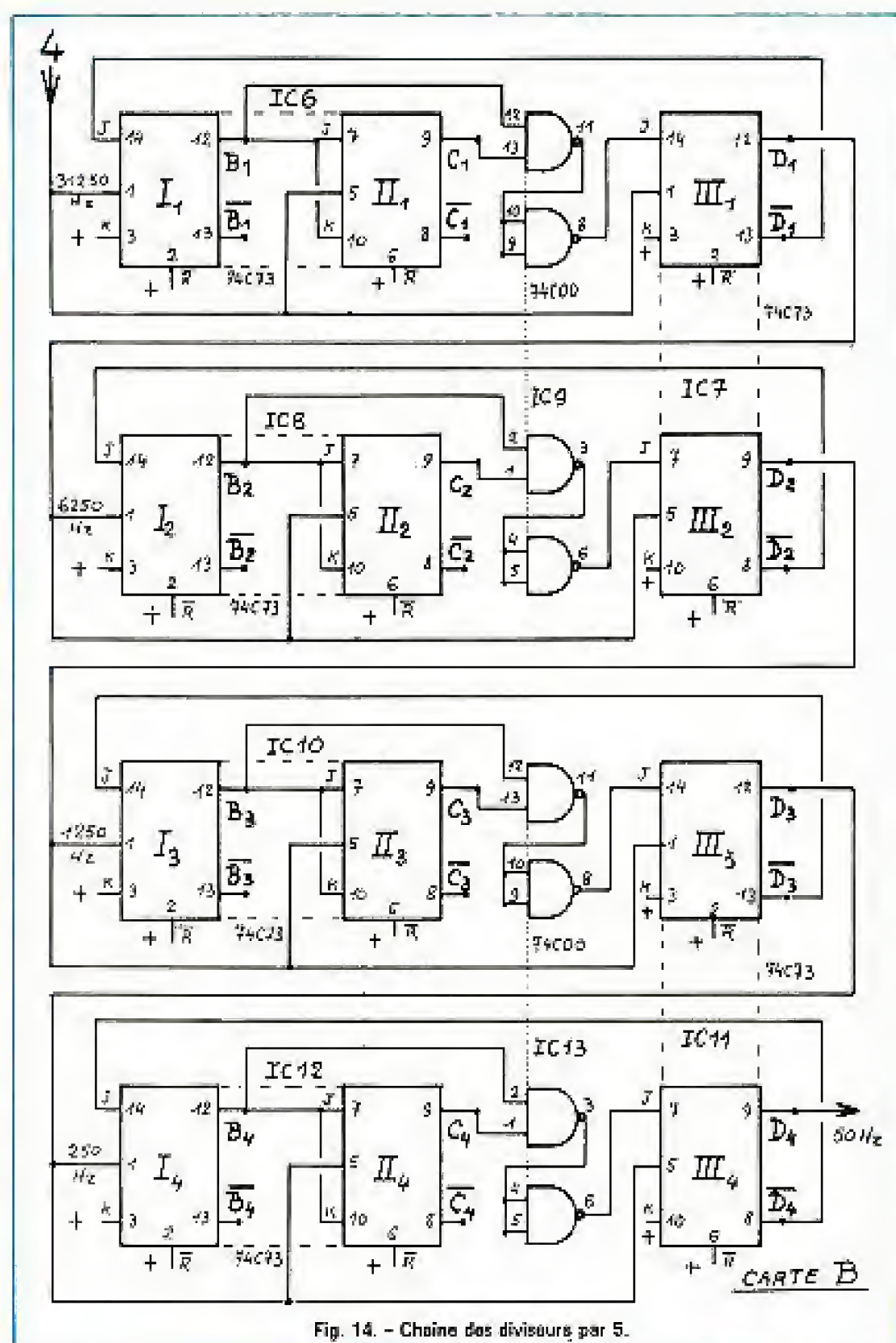


Fig. 14. - Chaîne des diviseurs par 5.

table permet d'amener la fréquence à son exacte valeur. Le signal 1 MHz obtenu est envoyé sur B₁. Ce basculeur JK est dans la situation J = K = 1. Il bascule donc sur tous les flancs descendants du signal d'horloge. Il s'ensuit une division de fréquence par 2 : on obtient le signal 0 (et $\bar{0}$) à 500 kHz, parfaitement carré (voir fig. 13). Notons que $\bar{R} = 1$. On n'utilise pas la remise à 0. Le 500 kHz obtenu ali-

mente une cascade de diviseurs par 2 en mode SYNCHRONES : toutes les entrées Clock étant alimentées par le même signal, ce qui garantit des basculements rigoureusement simultanés et par conséquent des coïncidences parfaites des flancs des signaux. On obtient ainsi :

- en 1 et $\bar{1}$, du 250 kHz
- en 2 et $\bar{2}$, du 125 kHz
- en 3 et $\bar{3}$, du 62 500 Hz
- en 4 et $\bar{4}$, du 31 250 Hz

12 fois la fréquence ligne

- en 5 et $\bar{5}$, du 15 625 Hz (fréquence ligne)

Pour assurer le basculement correct des diviseurs synchrones, il faut convenablement préparer leurs niveaux J et K. Rappelons que :

- Si J = K = 1, le basculeur change d'état sur chaque flanc descendant de Cl.
- Si J = K = 0, le basculeur est bloqué dans l'état où il se trouve.

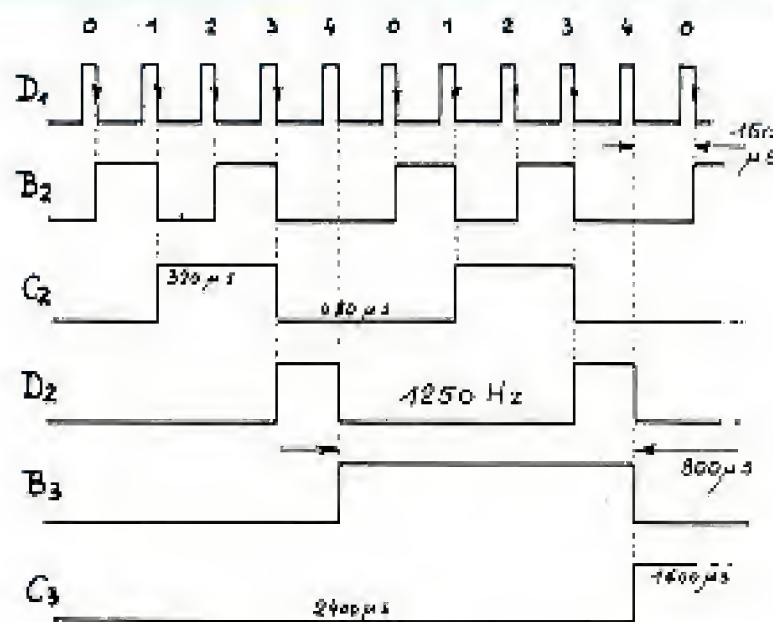


Fig. 15. - Signaux des diviseurs par 5 (exemple : de D_2 à C_3).

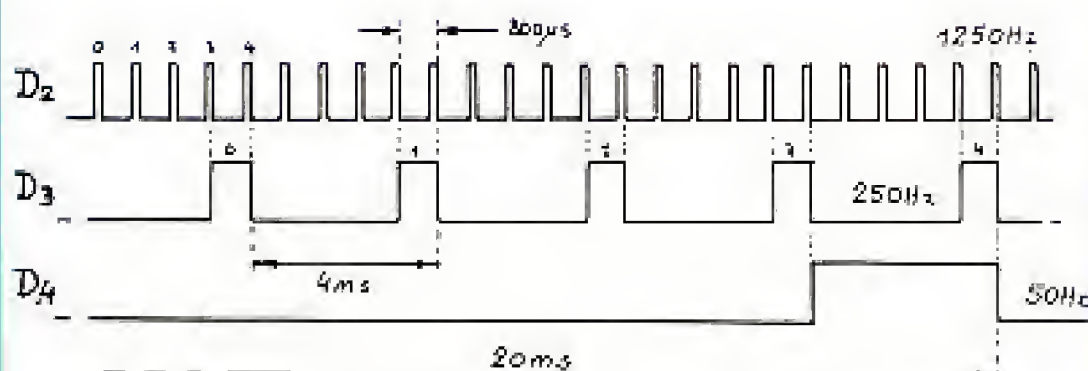


Fig. 15 bis. - Positions respectives de D_2 , D_3 , D_4 .

- Si $J = 1$ et $K = 0$, il bascule 1 fois pour amener $Q = 1$, donc $\bar{Q} = 0$.

- Si $J = 0$ et $K = 1$, il bascule 1 fois pour donner $Q = 0$ et $\bar{Q} = 1$.

Ainsi J et K de B_2 reliés à 1 ne permettent le basculement de B_2 que sur le 1^{er}, le 3^e, le 5^e flanc descendant de Q , donnant bien du 125 kHz en 2. Pour B_3 , B_4 et B_5 , la préparation du signal JK se fait par produit logique de signaux précédents dans une fonction AND, réalisée par 2 NANDS en cascade. Ex : $JK_4 = JK_3 \cdot 4$.

A la suite de ces cinq divisions par 2, (donc par 2^5) le signal 4 (31 250 Hz) est divisé 4 fois par 5 pour arriver à 50 Hz, la fréquence minimale à obtenir. Reportons-nous maintenant à la figure 14 dans laquelle nous trouvons ces 4 diviseurs synchrones, constitués chacun de 3 basculeurs JK et de 2 NANDS. On voit en figure 15 les signaux d'un groupe de division par 5.

Au départ, supposons tous les basculeurs à 0 : $Q = 0$, $\bar{Q} = 1$.

L'impulsion n° 0 fait basculer 1, dont $K = 1$ en permanence et $J = \bar{Q} = 1$.

L'impulsion n° 1 ramène B à 0 et fait passer C à 1.

L'impulsion n° 2 donne $B = 1$ et puisque C est resté à 1, la sortie des NANDS alimentant J_{11} passe à 1, ce qui autorise le basculement à 1 de D à l'impulsion n° 3, ce qui bloque pendant l'impulsion n° 4 ($J_1 = \bar{Q} = 0$), mais cette impulsion ramène aussi D à 0 et le cycle suivant de 5 impulsions peut reprendre.

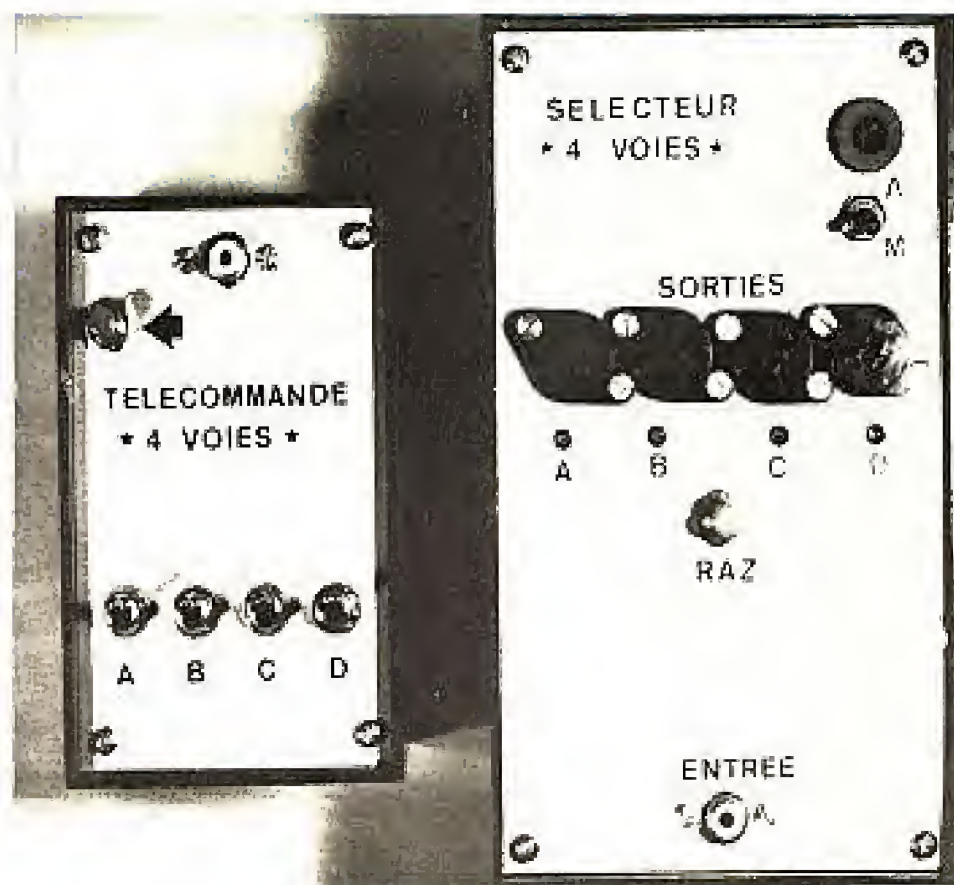
En conclusion D passe à 1 pendant 1 période d'horloge, toutes les 5 périodes : il y a bien division par 5. On obtient en D_1 du 6 250 Hz, en D_2 du 1 250 Hz, en D_3 de 250 Hz et en D_4 du 50 Hz.

Toutes les sorties : $Q, \bar{Q}, 1, \bar{1}, 2, \dots, B_5, \bar{B}_5, C_1, \bar{C}_1, \dots, \bar{D}_4$ sont en principe disponibles, mais un certain nombre d'entre elles seront effectivement utilisées dans les circuits suivants.

(à suivre)
F. THOBOIS

UNE COMMANDE A DISTANCE

ANALOGIQUE



A 4 voies

(Suite voir N° 1634)

DANS le précédent article, nous avons passé en revue les principes généraux de ce système de télécommande d'appareillage électrique à 4 voies et décrit le générateur destiné à envoyer les ordres. Ce système fiable, souple dans ses applications, ne peut valablement fonctionner que s'il est réalisé avec le maximum de soins, aussi renouvelons-nous la remarque que nous avons faite antérieurement, de n'entreprendre sa construction que si l'on est relativement averti, adroit et bien outillé.

Ceci est particulièrement vrai pour le sélecteur que nous décrivons maintenant car ses

circuits en sont assez denses. Il n'en demeure pas moins à la portée de l'amateur moyen. Il sera plus facile de le réaliser dans des dimensions plus importantes, car la compacité est l'obstacle le plus difficile à vaincre.

Nous nous sommes attachés à prendre du matériel relativement répandu. Il est cependant nécessaire de s'adresser à des revendeurs bien achalandés comme la plupart de ceux qui sont cités dans les pages publicitaires de cette revue. Il est d'ailleurs souvent possible de trouver des équivalents aux références citées, notamment pour les semi-conducteurs.

Après une description aussi

détaillée que possible, des indications pour la mise au point sont fournies. On a tout intérêt à utiliser un matériel de mesure de qualité, cependant, une méthode de réglage plus économique sera décrite qui pourra donner satisfaction aux moins bien nantis...

Le générateur fournit, à la demande, des impulsions de commande modulées par un signal de forme quasi-triangulaire dont la fréquence de récurrence est la caractéristique essentielle.

Le rôle du sélecteur est d'analyser ce signal et de l'orienter vers la voie de commande appropriée à sa fréquence.

On a représenté sur la figure 1 le synoptique et le schéma électrique d'une voie, mais le raisonnement qui suit s'applique aux 4 voies branchées en parallèle à leur entrée.

L'étage d'entrée a un double rôle d'abaisseur d'impédance et de réglage de volume au niveau qui correspond au bon fonctionnement des étages qui suivent. Il comporte un transistor T1, monté en collecteur commun avec un ajustage de niveau dans son émetteur. L'impédance d'entrée est voi-

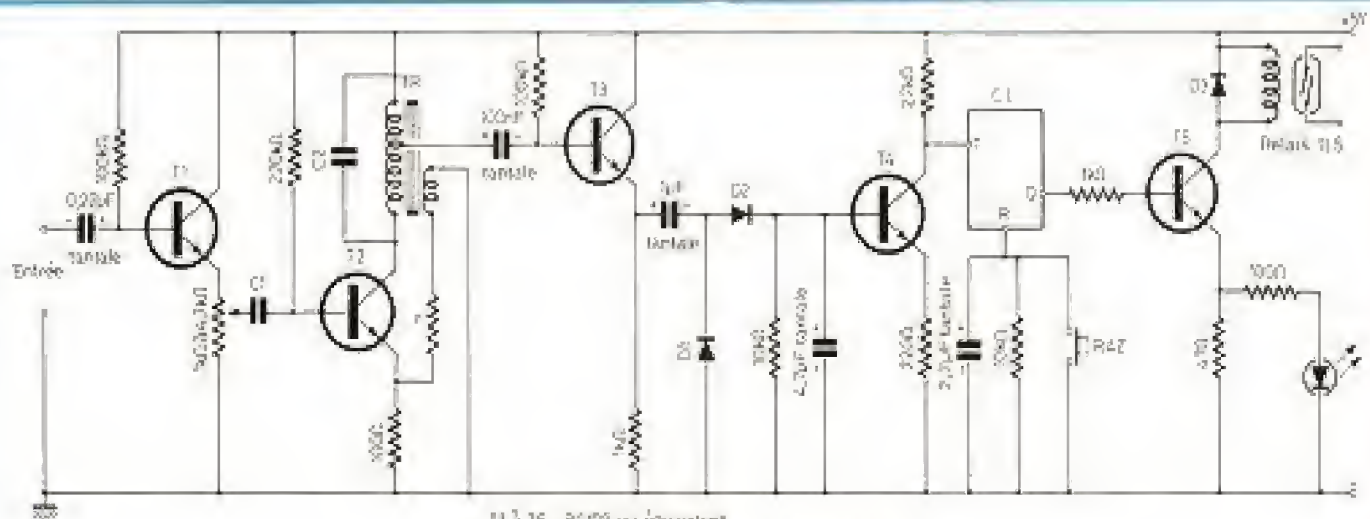
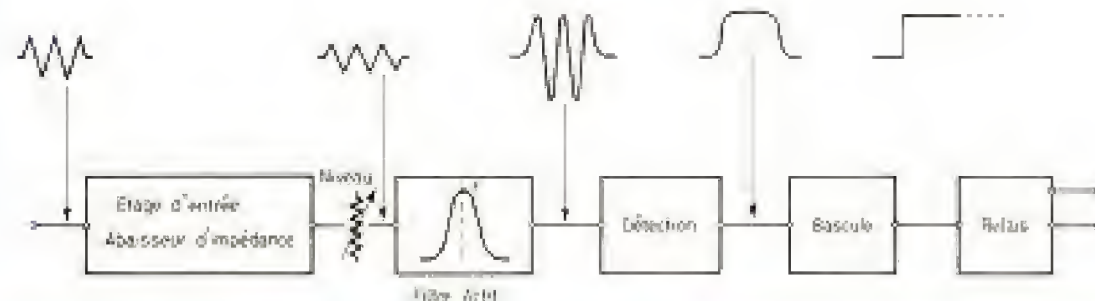


Fig. 1. - Synoptique du sélecteur et schéma électrique pour une voie.

T1 à T5 BC103 ou équivalent
 TR TR5537 Audax ou équivalent (7000/60)
 D1, D2 Diodes Germanium, de préférence
 Q1 2N4148 ou équivalent
 C1 5N7031 (pour 2 voies)
 C1, C2, C3 éléments déterminés par la voie choisie (voir texte)



sine de 100 k Ω , celle de sortie inférieure à 2 k Ω .

L'étage suivant est un filtre actif LC dont la caractéristique essentielle est d'opérer la sélection du signal d'entrée selon sa fréquence : à chaque voie correspond donc un filtre actif de caractéristiques spécifiques. Il s'agit d'un transistor (T2) monté en émetteur commun avec une charge LC parallèle dans le collecteur. Le circuit présente une impédance élevée à la résonance, ce qui entraîne un gain élevé à cette fréquence, en éliminant les signaux non désirés.

Pour améliorer encore la sélectivité du circuit, on dispose un circuit de réaction positive au moyen d'un enroulement basse impédance connecté entre émetteur et masse. Avec un sens correctement choisi, le couplage magnétique avec le circuit résonnant augmente le gain de l'étage et désamortit le circuit LC. Le couplage doit être soigneusement dosé : une réinjection de signal trop énergi-

que risquerait de faire entrer l'étage en oscillation. Pour éviter ce phénomène, on se place en dessous du seuil d'accrochage, en disposant en série avec l'enroulement de réaction une résistance r dont la valeur est expérimentalement établie pour chaque filtre. Cette valeur (≥ 1 k Ω) est telle qu'elle ne perturbe pas sensiblement la polarisation du transistor.

La résistance de 220 k Ω assure un courant base moyen.

La valeur du condensateur C1 sera choisie sur chaque étage de façon à atténuer d'environ 6 dB le signal à fréquence située immédiatement en dessous de celle de la voie considérée, afin d'améliorer la protection contre les déclenchements intempestifs.

La sortie filtrée est prélevée sur la prise médiane du circuit résonnant de façon à limiter l'amortissement, cause de diminution de gain et de sélectivité.

L'étage qui suit est un abaisseur d'impédance pour l'attaque du détecteur : c'est un

simple transistor NPN monté en collecteur commun.

La détection utilise un montage doubleur dont il convient de respecter les caractéristiques pour obtenir un rendement optimal, dans le cas qui nous intéresse.

La résistance de 10 k Ω fixe le potentiel de T4, étage tampon de liaison avec la bascule. Le rôle de cette dernière est de maintenir son état de sortie après disparition de l'impulsion de commande.

Le fonctionnement de cet ensemble est le suivant : à l'apparition d'une impulsion remplie de signal à l'entrée du détecteur, on observe sur la base de T4 une impulsion positive. On retrouve alors une tension négative sur le collecteur. Au front montant de la tension base correspond un front descendant de la tension collecteur. C'est précisément à la suite de cette diminution brusque (et sans rebondissements) de niveau à l'entrée T que l'état de la sortie Q de la bascule passe de 0 à 5 V environ et y

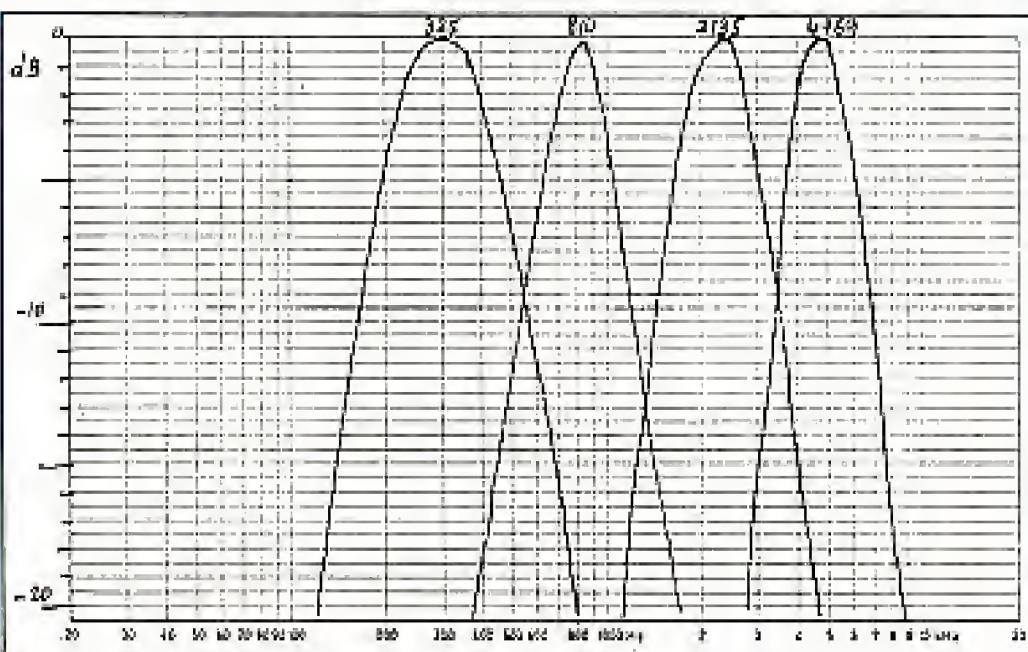
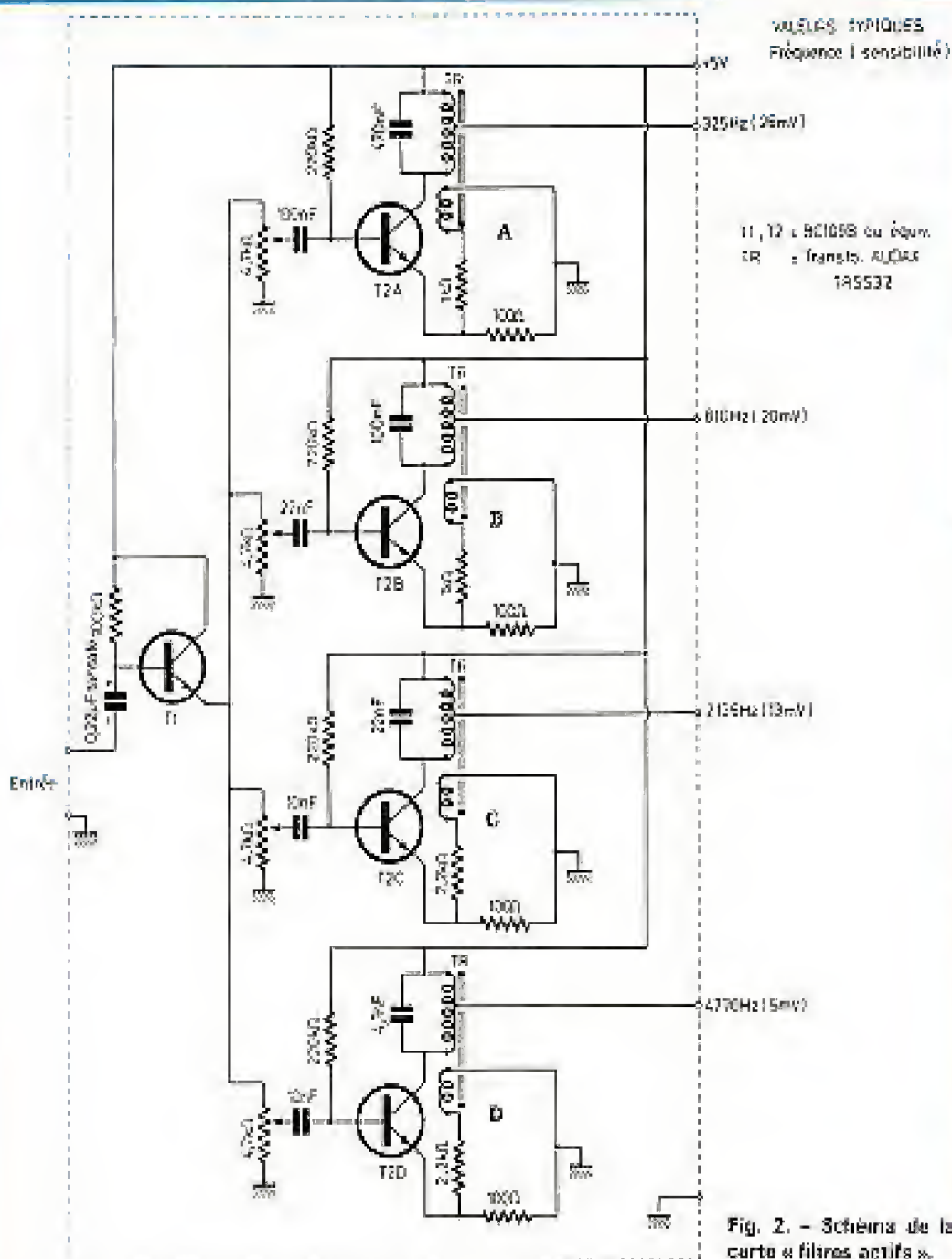
demeure après la fin de l'impulsion (le front montant à l'entrée étant sans effet sur la sortie). Le circuit utilisé est un SN7473 qui comporte 2 bascules « maître-esclave » donc susceptible de convenir à 2 voies.

Les habitués des circuits logiques nous pardonneront cette longue explication destinée aux non-initiés.

Dès que Q passe de 0 à 5 V, il rend conducteur à saturation le transistor T5 initialement bloqué. Ceci entraîne le collage du relais.

Cette configuration disparaît si une nouvelle impulsion de commande est sélectionnée dans la même voie, ou si l'on presse le bouton de remise à zéro qui remet toutes les bascules dans leur état initial (Q = 0).

Le relais utilisé peut être d'un type quelconque à condition qu'il ait une résistance d'enroulement inférieure à 50 Ω et qu'il soit capable de coller avec moins de 250 mW. De bons résultats ont été obtenus avec un relais REED en boîtier DIL



ainsi qu'avec un relais à ampoule ILS.

Une diode, montée en inverse aux bornes du relais protège le transistor de commande contre les effets de l'inductance (inversion instantanée de tension).

Pour connaître l'état de la sortie commandée, on a disposé une dérivation du courant émetteur vers une diode électroluminescente qui s'allume lorsque la voie est excitée.

On peut ainsi, en réalisant le montage de la figure 1, constituer un sélecteur à une voie. Nous laissons au lecteur le soin de déterminer le circuit imprimé correspondant dont faudra autant d'exemplaires qu'il y a de voies à commander.

Notre conception est un peu différente : nous avons groupé dans un même volume les 4 voies dont on a décomposé les parties principales en 4 cartes soit :

- 1 carte pour 1 circuit d'entrée + 4 filtres actifs
- 1 carte pour 4 détection mises en forme
- 1 carte pour 4 commande de relais
- 1 carte pour l'alimentation régulée 5 V.

Circuit d'entrée et filtres actifs

Le circuit d'entrée et les quatre circuits des filtres actifs sont contenus sur une seule carte dont le schéma est indiqué sur la figure 2.

Le transistor T1 alimenté dans son émetteur 4 potentiomètres ajustables destinés à distribuer le signal aux filtres avec, pour chacun d'eux, une amplitude adéquate. En effet, suivant la fréquence, la sensibilité de ces étages est différente. Sur la maquette, elle varie de 5 mV eff. en haut de gamme à 25 mV eff. en bas de gamme pour une tension de sortie de 1 V eff.

Chaque étage de filtrage utilise un transformateur ALDA TRSS 32, servant habituellement de transformateur de sortie aux amplificateurs AF et récepteurs portatifs. Un transformateur remplissant les mêmes fonctions mais d'or-

Les condensateurs non polarisés au polyester ne posent pas de problèmes d'encombrement à l'exception de la valeur

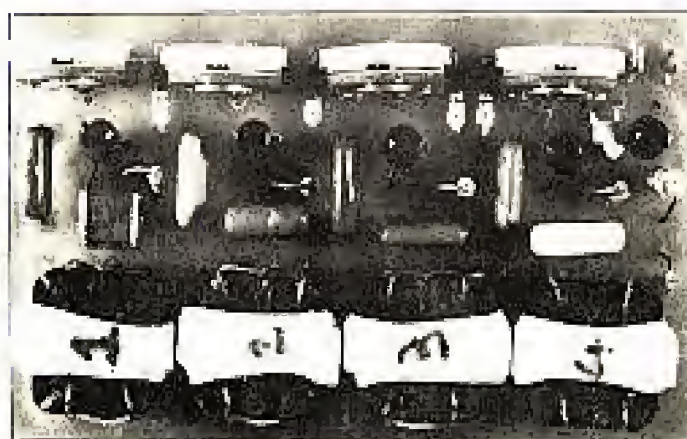


Photo 1. - Carte « filtre active ».



Là aussi les 4 voies sont identiques. Elles comportent relativement peu d'éléments. L'encombrement maximal est celui du relais. On a reproduit, sur la figure 7, le schéma électrique de ce sous-ensemble avec le rappel des caractéristiques d'un relais à ILS que nous avons précédemment décrit. Il

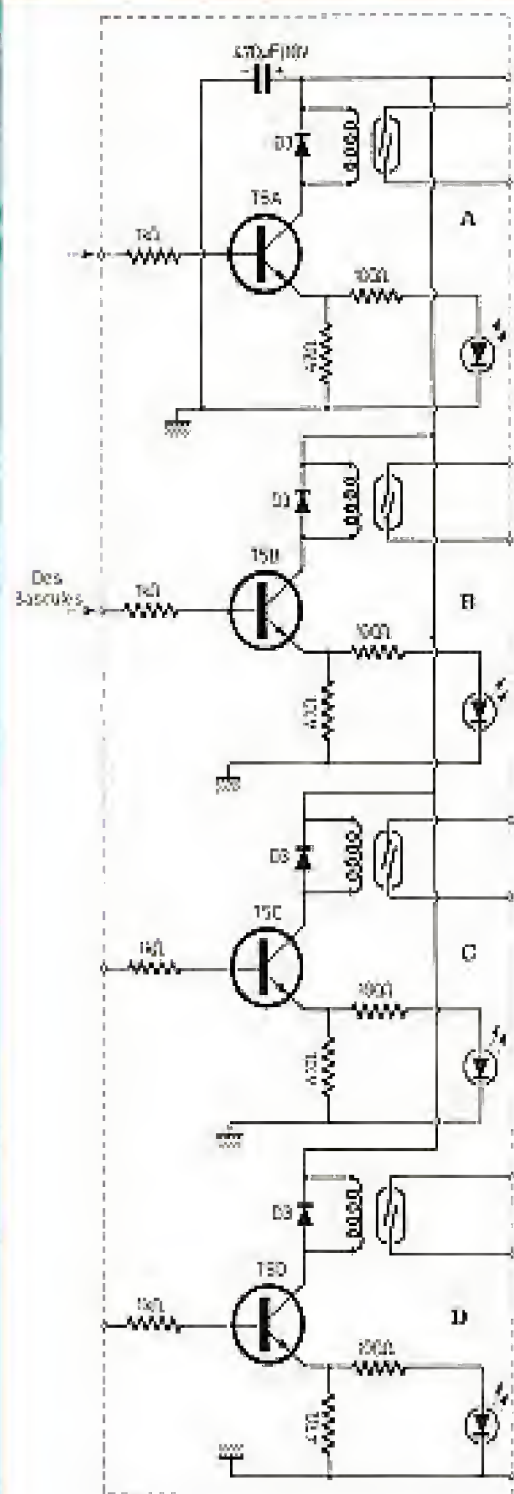
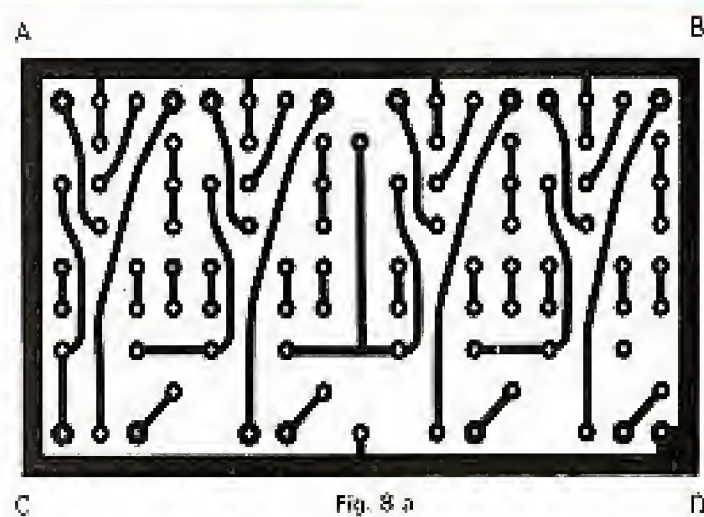
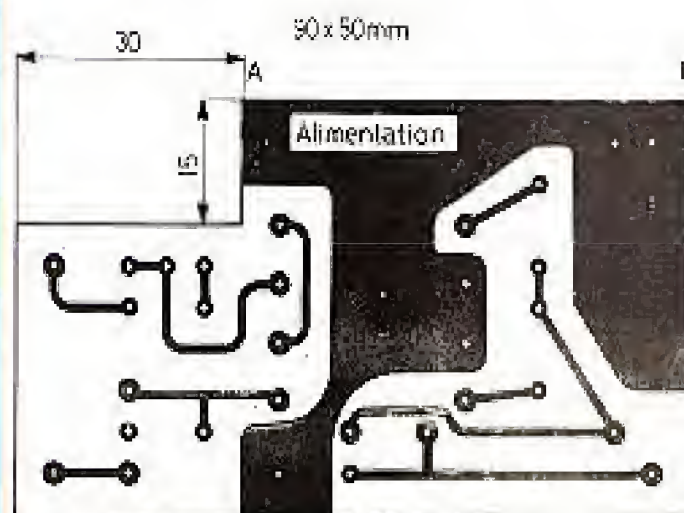
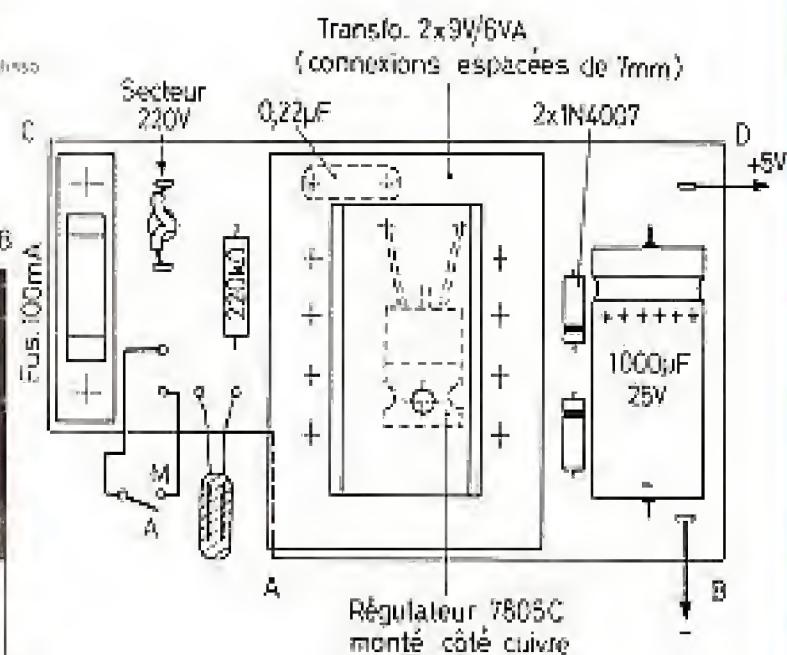
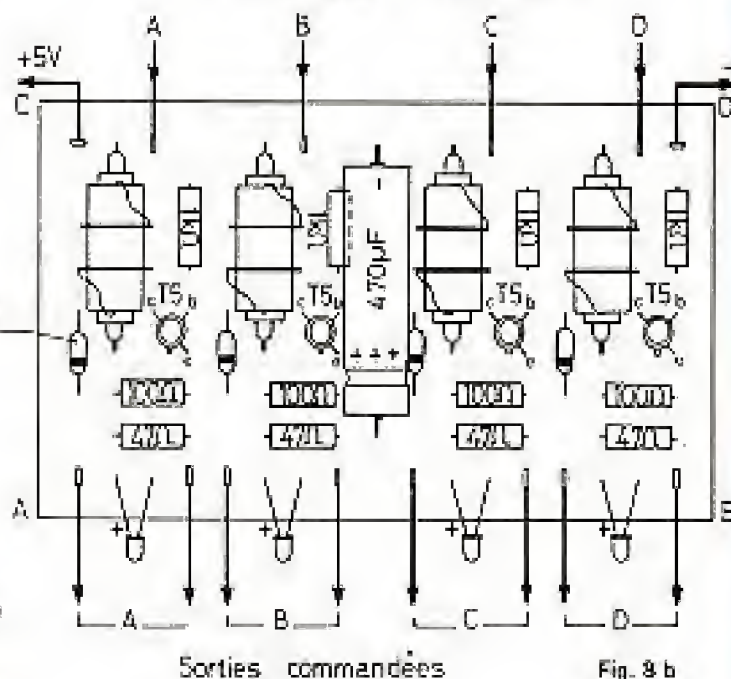


Fig. 7. - Schéma de la carte « commande de relais ».

Spécifications du Relais
 Ampère 10-15A
 Surface 100x100mm
 50-55chans
 Relais sur supports
 20x30mm



De la détection / mise en forme



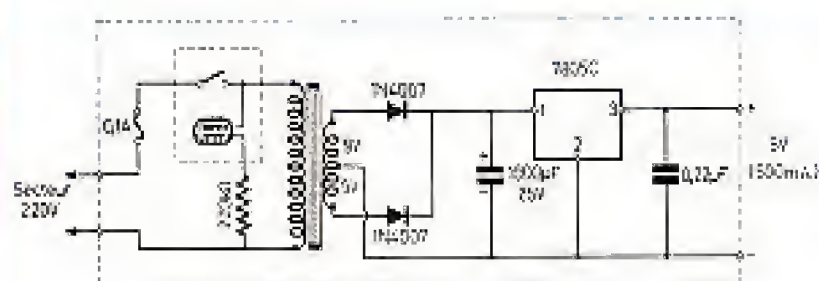


Fig. 9 c

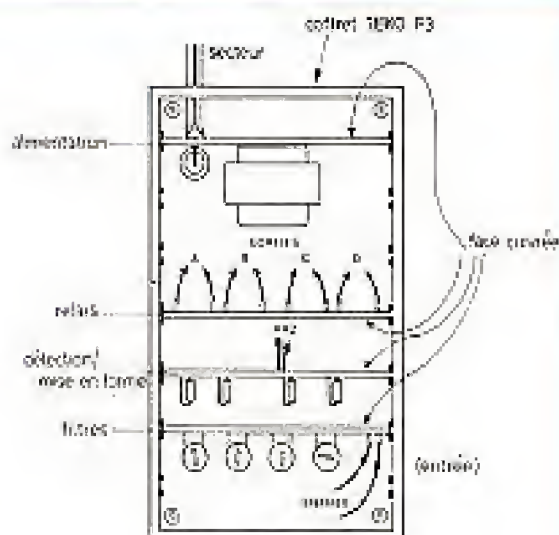


Fig. 10 b

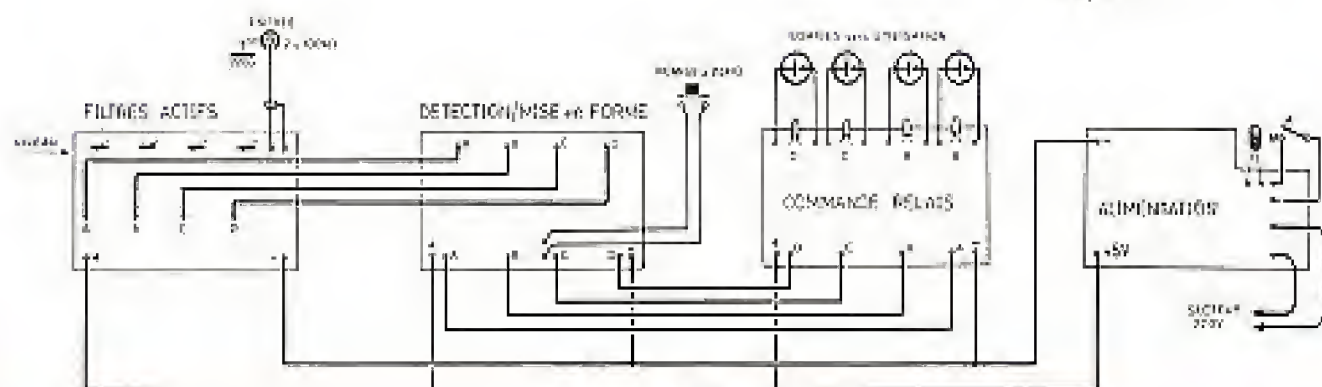


Fig. 10 a

régulateur 7805 C est monté du côté cuivre (métal de la semelle contre cuivre).

Réalisation de l'ensemble

La figure 10 permet de repérer l'installation des cartes dans les rainures du coffret. On prendra soin de disposer les

faces cuivrées comme indiqué sur la figure.

Dans ces conditions, le câblage d'interconnexion, relativement simple, sera facile à mettre en place. On utilisera, de préférence des liaisons rigides entre les cartes, à l'exception de l'alimentation qui sera reliée par des fils souples.

Les sorties sont reliées à des connecteurs quelconques.

Nous avons trouvé pratique d'utiliser des embases à 2 broches DIN du type HP, bien que leurs dimensions soient un peu encombrantes.

La figure 11, enfin, présente le plan de perçage du panneau. On peut y ajouter 4 trous supplémentaires pour accorder au réglage des potentiomètres de niveau après la fermeture du coffret.

Mise au point (avec appareils de mesure)

On procédera, tout d'abord à la mesure de la fréquence de résonance de chaque filtre du sélecteur au moyen d'un générateur audio-fréquence branché, avec le niveau voulu, à l'entrée du sélecteur. On mesurera la tension de sortie de la carte filtres et les sensibilités seront réglées de façon à obtenir 1 V pour 100 mV eff. à l'entrée. On notera soigneusement les valeurs des fréquences de résonance des filtres.

En utilisant un compliceur fréquence-mètre digital, relié à la sortie du générateur 4 fréquences, on réglera les potentiomètres du générateur respectivement sur les fréquences des voies notées précédemment. On se rappellera que les 4 oscillateurs du générateur peuvent fonctionner en permanence et simultanément, en déplaçant la borne de test T au + 5 V, la sonde du fréquence-mètre est à relier successive-

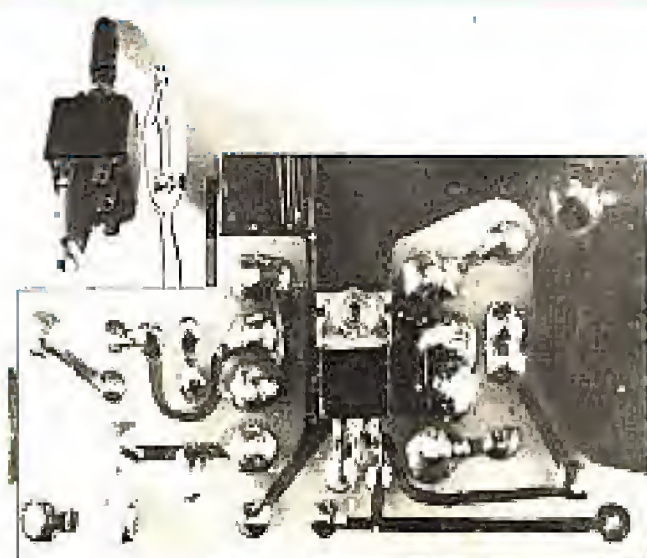


Photo 4. - Montage du régulateur sur la carte « alimentation »

ment à chacune des liaisons a, b, c et d (voir précédent article). Dès que ce réglage sera terminé, on rebranchera T au commun.

Dans ces réglages la présence d'un oscilloscope est très recommandée. On pourrait, d'ailleurs l'utiliser exclusivement pour effectuer les réglages du générateur en tension et en fréquence (en mesurant la période) s'il est suffisamment précis.

On vérifiera enfin que le couplage générateur-sélecteur donne des résultats corrects sur chaque voie. On reprendra, éventuellement les réglages de niveau.

Mise au point (sans appareils de mesure)

La présence d'oscillations sera décelée en branchant à la sortie du générateur un petit écouteur à haute ou moyenne impédance, on fera alors fonctionner successivement chaque voie.

On mettra les potentiomètres de niveau du sélecteur à mi-course. On reliera générateur et sélecteur et, faisant fonctionner chacune des voies du générateur, on ajustera fréquence (générateur) et niveau (sélecteur) de façon à obtenir l'allumage de chaque LED avec le minimum de niveau.

Si on dispose d'un multimètre, on branchera ce dernier en voltmètre continu, sur chacune des voies, entre commun (-) et base de T4 (+) du sélecteur. La sensibilité sera de 2 à 3 V.

Côté générateur, on disposera le strap entre T et +5 V. Chaque sortie de voie sera prélevée (à travers 10 k Ω) en série sur chaque point a, b, c ou d. On réglera chaque fréquence du générateur de façon à observer un maximum de déviation du voltmètre. En cas d'impossibilité d'obtenir l'accord on modifiera la valeur de la résistance série avec le potentiomètre de réglage de fréquence (à la limite, on peut aussi changer la valeur du condensateur d'accord).

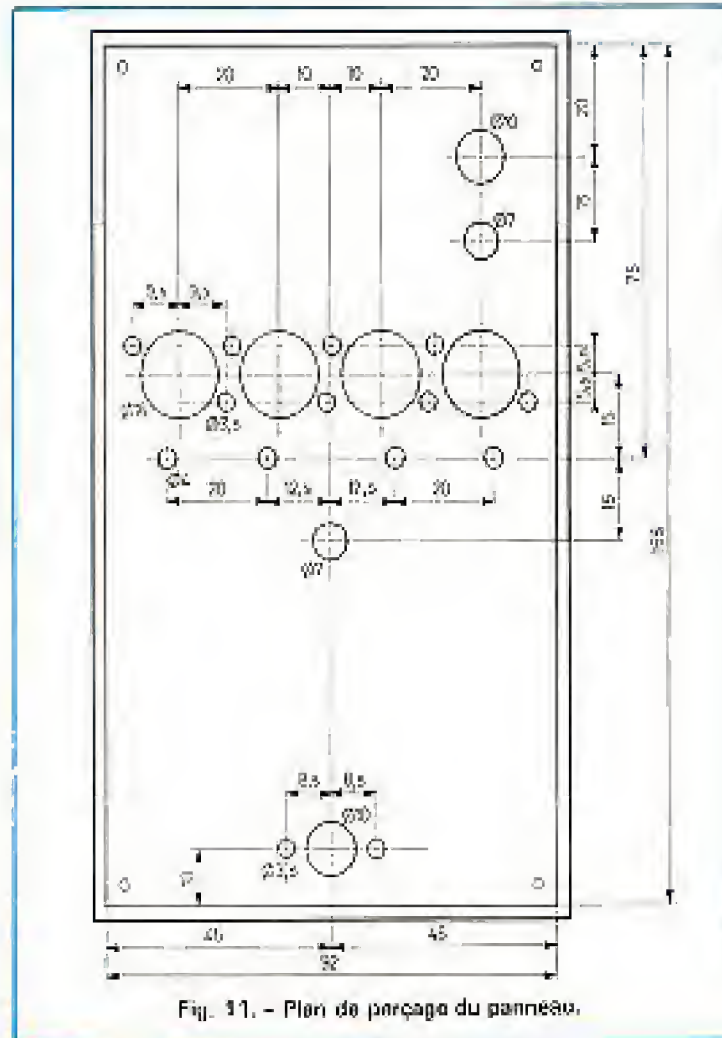


Fig. 11. - Plan de parçage du panneau.

Liste des composants

Divers

- 1 coffret Teko P3
- 1 cordon secteur
- 1 interrupteur uni (ou bi) polaire
- 1 néon midget, sorties à fil
- 1 bouton poussoir subminiature (contact enfoncé)
- 4 embases DIN 2 broches pour HP
- 1 embase cinch
- pour mémoire, visserie diverse

Alimentation régulée

- 1 transformateur 2 x 9 V (6 VA) GBC ref HT/3731-07 ou équivalent
- 1 résistance 220 k Ω , 0,5 W, 10 %
- 1 condensateur électrochimique 1000 μ F (25 V) Cogeco ou équivalent
- 1 condensateur polyester 0,22 μ F (150 V)
- 1 support de fusible et fusible 0,1 A (non temporisé)
- 2 diodes 1N4007 ou équivalent

- 1 circuit régulateur intégré Texas 7805C ou équivalent
- 1 circuit imprimé 90 x 50 mm (fig. 9) époxy

Commande de relais

- 4 ampoules ILS 108 (\varnothing 2,7 mm, L = 20 mm) bobinage décrit figure 7
- 4 résistances 47 Ω 5 % 10,25 ou 0,5 W
- 4 résistances 100 Ω 5 %, 10,25 ou 0,5 W
- 4 résistances 1 k Ω 5 % 10,25 ou 0,5 W
- 1 condensateur 470 μ F (110 V) Cogeco ou équivalent
- 4 transistors NPN BC109B ou type équivalent
- 4 diodes silicium 1N4148 ou type équivalent
- 4 diodes LED miniature (\varnothing = 3 mm)
- 1 circuit imprimé 90 x 50 mm (fig. 8) époxy

Détection / Mise en forme

- 4 résistances 220 Ω , 0,25 W 5 %
- 4 résistances 1 k Ω , 0,25 W 5 %

- 5 résistances 10 k Ω , 0,25 W 5 %
- 4 résistances 22 k Ω , 0,25 W 5 %
- 4 résistances 100 k Ω , 0,25 W 5 %
- 4 condensateurs tantale « goutte » 0,1 μ F
- 4 condensateurs tantale « goutte » 1 μ F
- 1 condensateur tantale « goutte » 2,2 μ F
- 4 condensateurs tantale « goutte » 4,7 μ F
- 1 condensateur tantale « goutte » 22 μ F
- 8 transistors NPN BC109B ou type équivalent
- 8 diodes germanium AA118 ou type équivalent
- 2 circuits intégrés SN7473 ou équivalent
- 1 circuit imprimé 80 x 50 mm (fig. 6) époxy

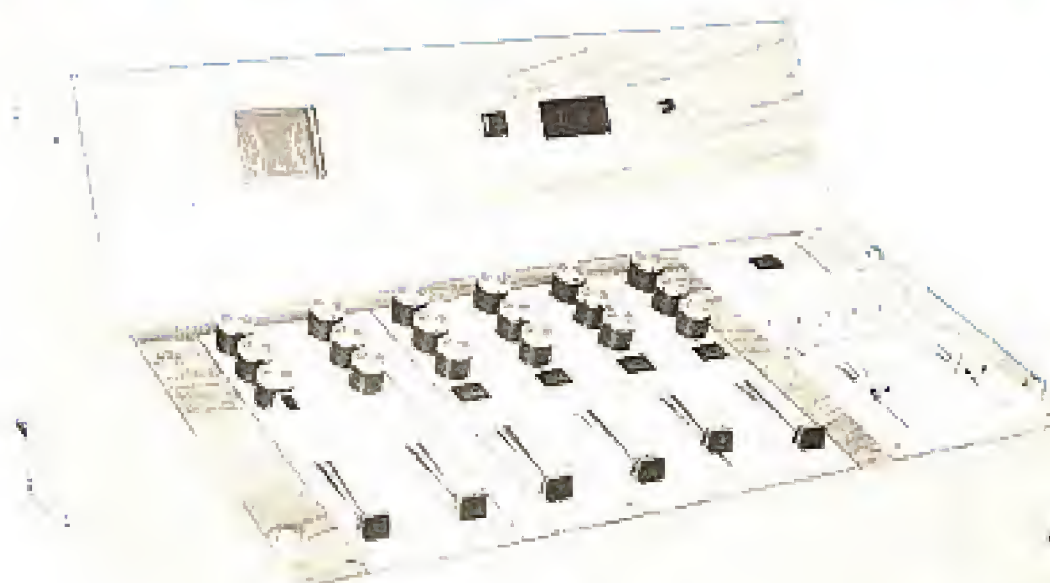
Circuits d'entrée / Filtres actifs

- 4 transformateurs Audax TRSS 32 ou équivalent
- 4 résistances 100 Ω , 0,25 W 5 %
- 2 résistances 1 k Ω , 0,25 W 5 %
- 2 résistances 2,2 k Ω , 0,25 W 5 %
- 1 résistances 100 k Ω , 0,25 W 5 %
- 4 résistances 220 k Ω , 0,25 W 5 %
- 4 potentiomètres ajustables 4700 Ω
- 1 condensateur polyester 4,7 nF, 10 % ou mieux
- 2 condensateurs polyester 10 nF, 10 % ou mieux
- 2 condensateurs polyester 22 nF, 10 % ou mieux
- 2 condensateurs polyester 100 nF 10 % ou mieux
- 1 condensateur polyester 470 nF, 10 % ou mieux
- 1 condensateur tantale « goutte » 0,22 μ F
- 5 transistors NPN BC109B ou type équivalent
- 1 circuit imprimé (fig. 4) époxy

J.C.

Rectificatifs article précédent, voir rubrique courrier technique.

UN PUPITRE DE MIXAGE



A SIX ENTREES

(Suite voir N° 1535)

Amplificateur ligne

Cet amplificateur se justifie par le fait :

- que nous avons fixé le niveau de sortie à 1 V efficace et que le mixage apporte une atténuation importante (14 dB)
- qu'il est plus économique d'avoir un amplificateur unique que six correcteurs à haut niveau de sortie
- que nous pouvons avoir besoin de faire varier en bloc le niveau de sortie ligne, en plus ou en moins d'ailleurs.

Le schéma de cet amplificateur est donné figure 6 et n'appelle aucun commentaire. Son gain est de 10 soit 20 dB. Bien entendu il est stéréophonique. Il est réalisé sur la même carte que l'amplificateur du casque pour la pré-écoute. Sa réalisation sera donc étudiée conjointement avec celle de ce dernier.

Amplificateur de casque

Étant donné la faible puissance nécessaire, des amplificateurs opérationnels $\mu A 741$ conviennent parfaitement et largement d'ailleurs ! (gare aux oreilles sensibles). Il était donc inutile d'introduire un autre type de composant. Les éléments résistifs R 259/260 (fig. 7) servent à adapter la

résistance de sortie des amplificateurs à celle d'entrée du casque, celui que nous utilisons fait 8 Ω .

Nous trouvons à l'entrée quatre commutateurs qui permettent de raccorder chaque entrée indépendamment sur la ligne ou la pré-écoute. Ainsi avec une oreille on peut écouter le signal de sortie, avec l'autre le signal que l'on va envoyer en ligne, ce qui permet une recherche de synchro-

nisme ou de fondu enchaîné sonore.

Les éléments résistifs R 251/253 et R 252/254 constituent des atténuateurs de façon à égaliser les niveaux entre la ligne et la pré-écoute.

Les commutateurs sont réalisés au moyen de circuits intégrés MOS HBF 4016 A, quadruple interrupteur analogique. Nous avons préféré cette solution à celle des relais trop volumineux donc difficiles à loger au cœur du système. Le brochage de ces circuits est donné figure 8. Il faut une alimentation (V_{dd}) comprise entre 3 et 15 V. La commande s'effectue en raccordant l'entrée de contrôle soit à 0 soit à V_{dd} . Comme en logique TTL, une entrée « en l'air » doit être considérée comme étant à l'état logique 1. La tension d'entrée maximum de l'interrupteur est égale à V_{dd} .

Pensant que l'utilisation de ces circuits ne posait aucun

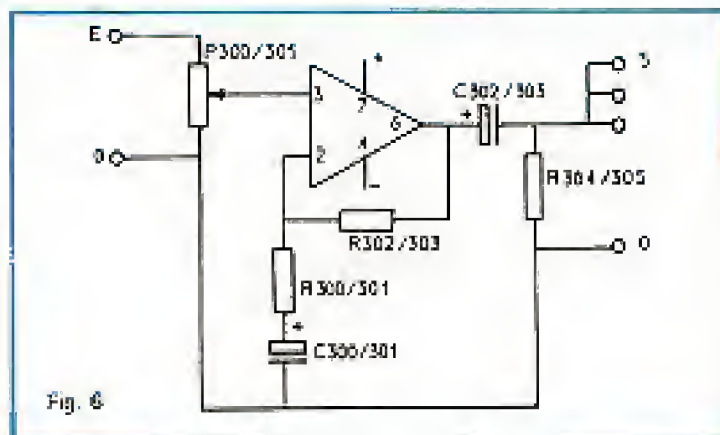


Fig. 6

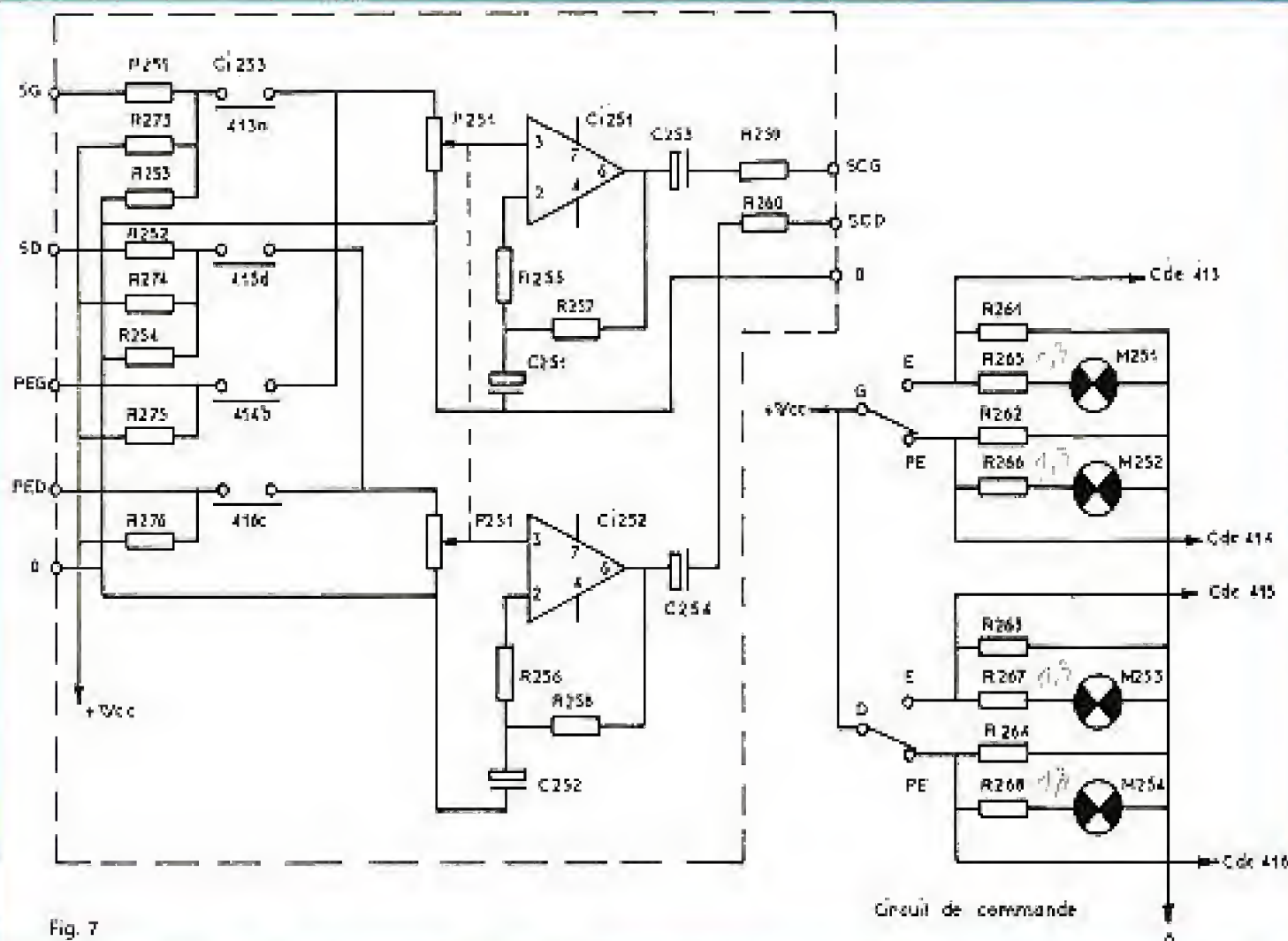


Fig. 7

problème nous avons fabriqué nos câblages imprimé double face avant d'avoir reçu les composants, et avons eu la désagréable surprise de constater que certaines précautions doivent être prises. Ainsi il faut laisser flottante l'entrée interrupteur, ou si ce n'est pas le cas comme dans notre réalisation, il est nécessaire d'appliquer une faible différence de potentiel positive à l'entrée. Sinon, interrupteur ouvert, une partie de la crête négative du signal se retrouve en sortie. Nous étions trop avancés pour modifier le schéma et l'implantation. Aussi les éléments résistifs nécessaires, $470\text{ k}\Omega$ 1/8 ou 1/4 W ont été ajoutés directement sur les broches du circuit intégré, entre le + Vdd (+15 V) et l'entrée concernée, en fait les quatre. Ceci est et reste contraire à nos principes. Toutefois, nécessité fait loi, sinon exception, car nous ne pouvions plus recommencer la fabrication, nous n'en avions plus le temps. Nous avons

opéré ainsi sur la plaquette amplificateur ligne et casque et, nous le verrons plus loin, sur la plaque de mixage.

Les amplificateurs ligne et casque sont montés sur la même plaque pour faciliter la réalisation au niveau de la commutation et des interconnexions. Cette plaque est en double face elle aussi.

Même précaution en ce qui concerne les amplificateurs opérationnels qu'il ne faut pas plaquer trop contre la carte. Les CI 4016 étant des MOS

cités statique lors des manipulations.

Le plan n° 8 donne l'implantation, le plan n° 9 le câblage côté cuivre et le plan n° 10 le câblage côté composants. La photo 9 montre ces amplificateurs terminés avant essais. Il manque les éléments résistifs ajoutés par la suite sur les CI HBF 4016.

Nomenclature électrique

Ampli ligne

R 300/301 = $18\text{ k}\Omega$ 1/4 W 10 %

R 302/303 = $180\text{ k}\Omega$ 1/4 W 10 %

R 304/305 = $100\text{ k}\Omega$ 1/4 W 10 %

P 300/301 = CIPG ST58 1 MA Radiohm

C 300/301 = $4,7\text{ }\mu\text{F}$ chimique 25 V

C 302/303 = $22\text{ }\mu\text{F}$ chimique 25 V

CI 300/301 = μA 741 TO99

Ampli casque

R 251/252 = $47\text{ k}\Omega$ 1/4 W 10 %

R 253/254 = $10\text{ k}\Omega$ 1/4 W 10 %

R 255/256 = $10\text{ k}\Omega$ 1/4 W 10 %

R 257/258 = $180\text{ k}\Omega$ 1/4 W 10 %

R 259/260 = $330\text{ }\Omega$ 1/2 W 10 %

R 261 à 264 = $1\text{ k}\Omega$ 1/4 W 10 %

R 265 à 268 = $68\text{ }\Omega$ 10 % 1/2 W

R 273 à 276 = $220\text{ k}\Omega$ 1/4 W 10 %

P 251 = CIPG ST58 1 MA Radiohm

C 251/252 = $4,7\text{ }\mu\text{F}$ chimique 63 V

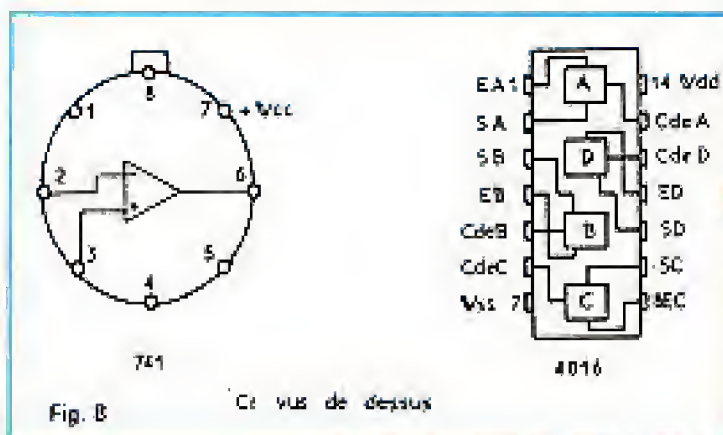
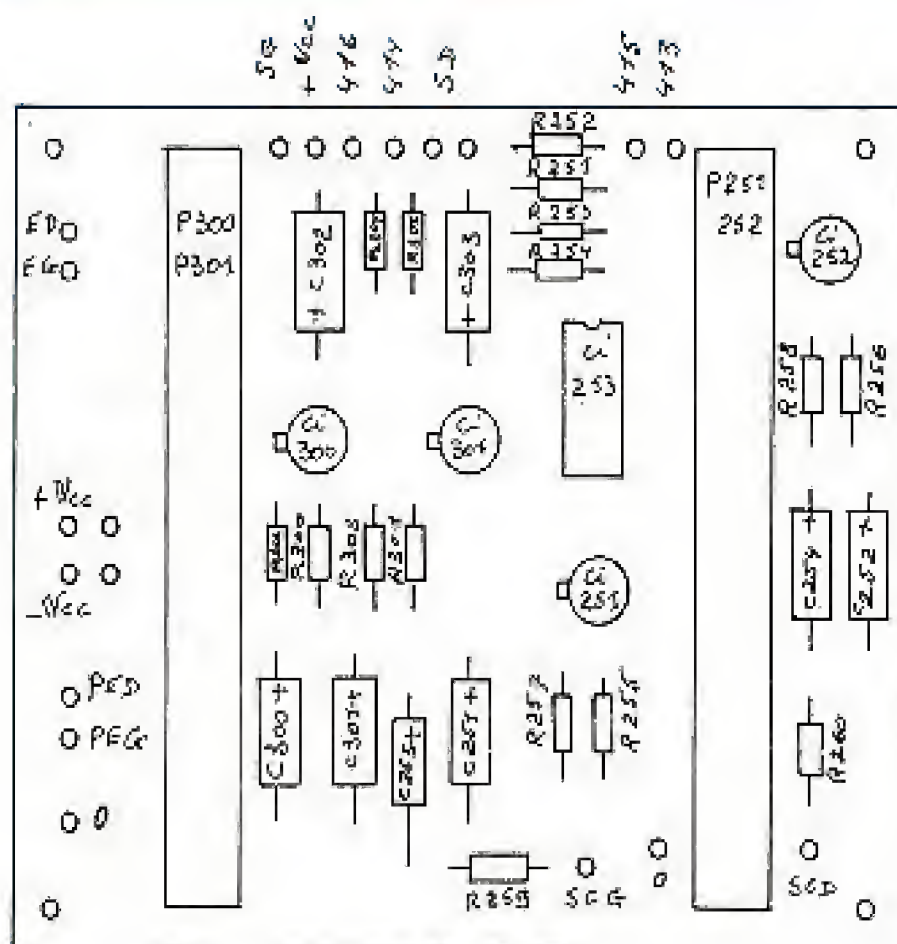
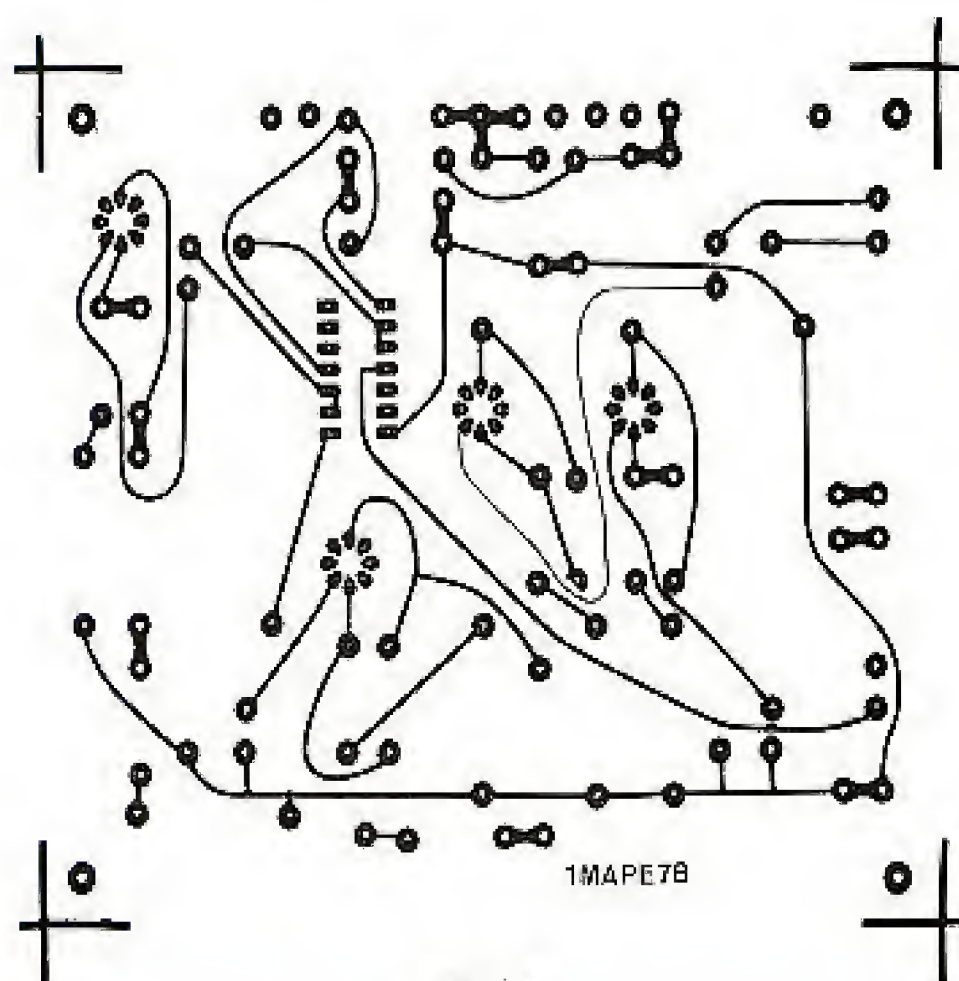


Fig. 8

Ci vue de dessus



Plan n° 8



Plan n° 9

C 253/254 = 220 μ F chimique 16 V
 Ci 251/252 = μ A 741 T099
 Ci 252 = HBF 4016 AE
 M 251 à 254 = lampe LF98012 COMEPA
 X 251/252 = inverseur SLW 3122 COMEPA

Mixage

Il est double :

- Un réseau pour la ligne.
- Un réseau commutable pour la pré-écoute.

Dans le réseau ligne le principe est simple :

- La sortie de chaque préamplificateur doit voir une charge qui reste constante en fonction de la position des potentiomètres.

- La sortie mélangée doit garder la même résistance interne quelles que soient les positions des différents potentiomètres.

Le schéma de principe pour deux voies est donné figure 9, où E1, R11 et E2, R12 représentent les générateurs équivalents aux correcteurs de tonalité Baxandall. Les valeurs de R11 et R12 sont voisines de 100 Ω < < 10 k Ω . La résistance de sortie d'une voie va donc varier de 220 k Ω pour P min ou max, à 225 k Ω pour P en milieu de course. Les variations sont négligeables, même pour six voies. A droite du curseur du potentiomètre P2 par exemple, l'on voit R22 = RE / R sortie voie 1.

Nous venons de montrer que R sortie varie très peu. L'expression précédente peut être alors considérée comme indépendante des positions des curseurs des autres potentiomètres. La charge appliquée à la sortie du correcteur est quasi constante. Le même raisonnement s'applique à chaque voie. La rançon de ce dispositif est un affaiblissement du signal d'autant plus important que RE est petit.

Dans le réseau pré-écoute, nous retrouvons un peu modifiés les mêmes principes :

- La sortie de chaque préamplificateur doit voir une charge qui reste constante en fonction de la position des commutateurs.
- La sortie mélangée doit gar-

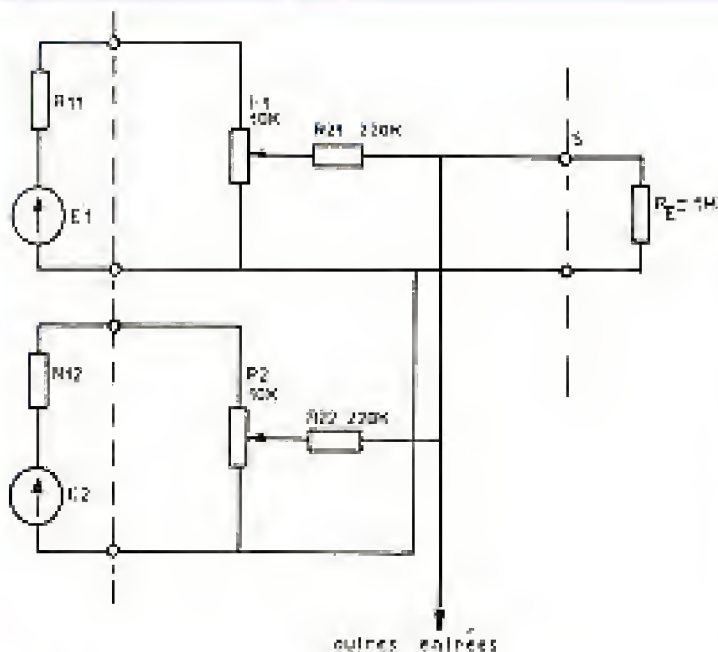


Fig. 9

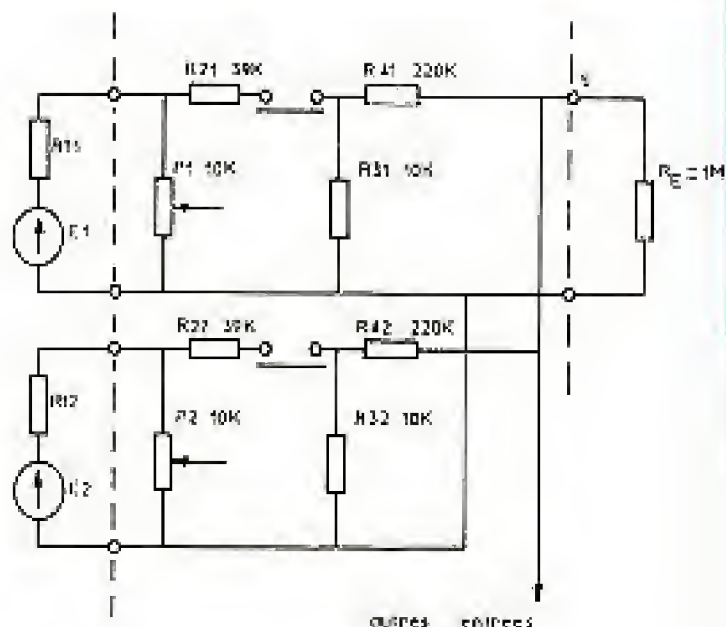


Fig. 10

der la même résistance interne quelles que soient les positions des commutateurs.

Le schéma de principe pour deux voies est donné figure 10. Interrupteur ouvert, la résistance d'une voie est : $R_5 = R_2 + R_3$ avec $R_2 \ll R_4$ $R_5 \approx R_4$

Le générateur (sortie correcteur) voit P1 avec $P1 \gg R1$

C'est donc un générateur de tension quasi idéal. Interrupteur fermé l'on a :

$$R_5 = R_2 + R_3 // (R_2 + P1 // R1)$$

Compte tenu des grandeurs relatives R_5 devient :

$$R_5 \approx R_4$$

donc inchangé

Le générateur voit :

$$P1 // (R_2 + R_3) // R_5 \text{ avec } (R_2 + R_3) \ll R_5 \text{ et } (P1 // (R_2 + R_3)) \gg R_1$$

Le générateur reste un générateur de tension quasi idéal. Les manœuvres d'interrupteurs restent pratiquement sans effet. La figure 11 donne le schéma d'ensemble pour les six voies. Les interrupteurs MOS sont représentés séparés de leur commande pour des raisons de clarté. Les indices permettent de s'y retrouver aisément.

Le plan n° 11 donne l'implantation de cette carte, le plan n° 12 le câblage coté cuivre, le plan n° 13 le câblage coté composants. Les ouvertures permettent le passage des commutateurs de télécommande des sources d'entrée, ils sont montés sur la platine avant.

Les grandes plages de cuivre constituent des blindages soit

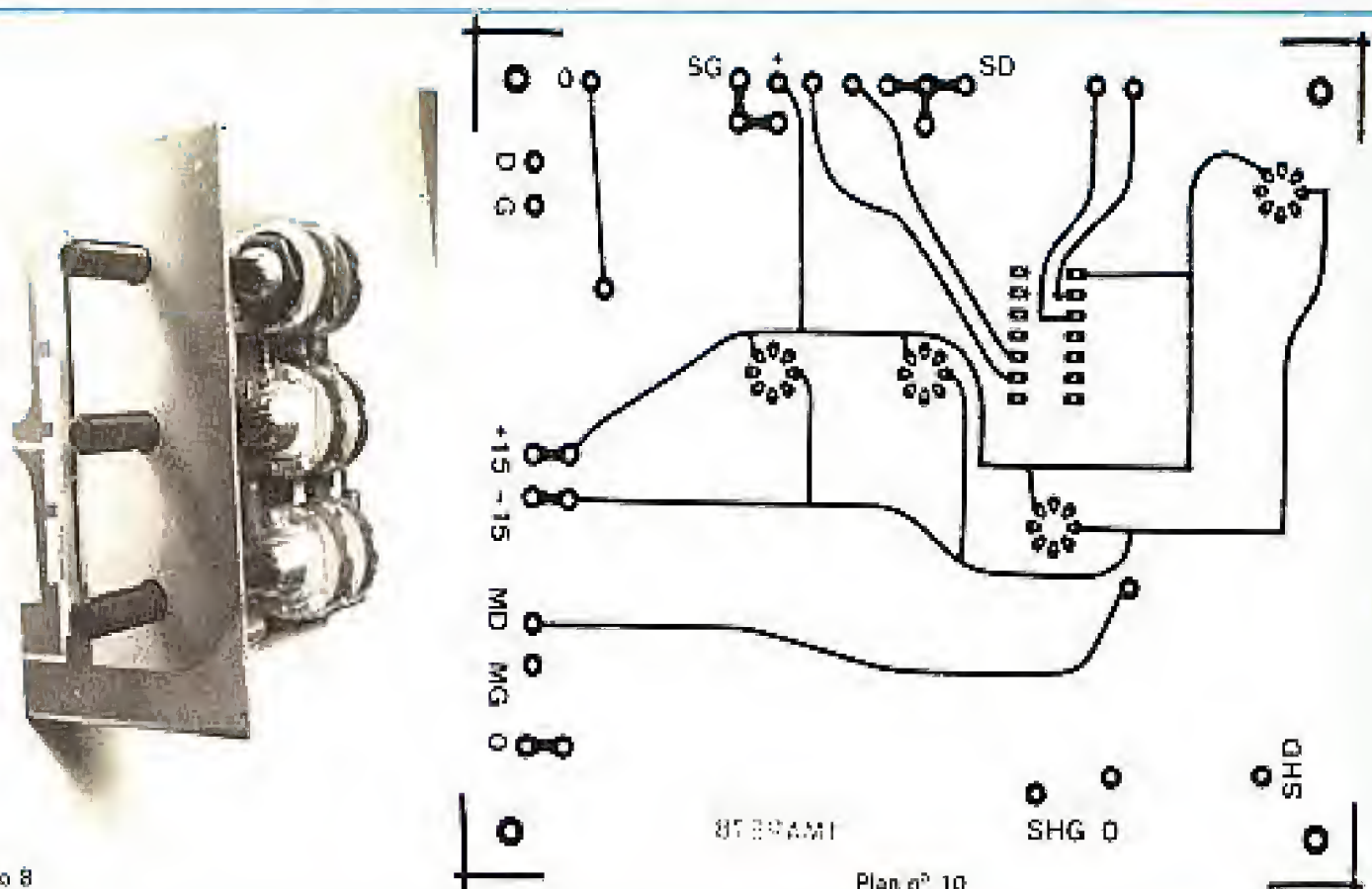


Photo 8

Plan n° 10

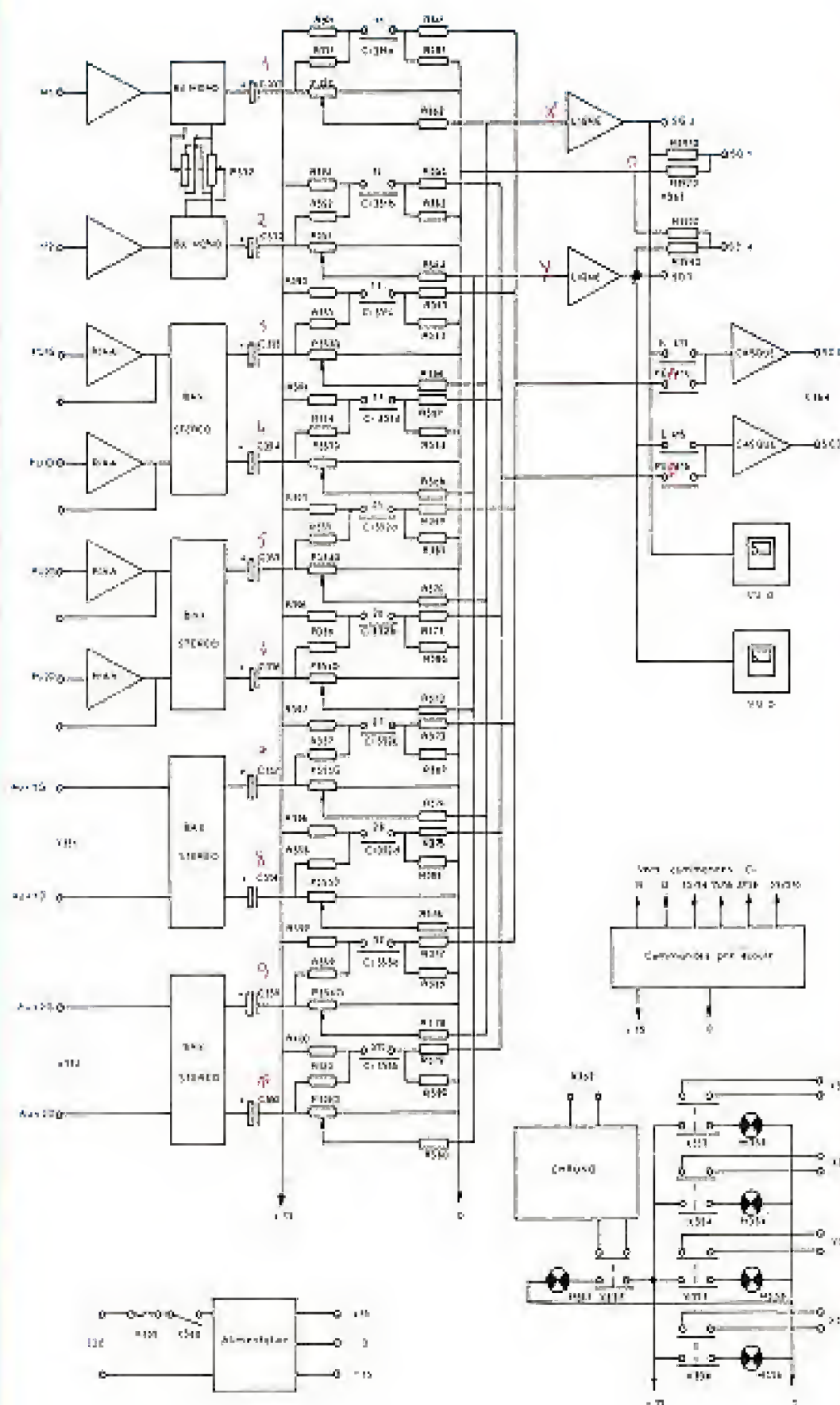


Fig. 11

N.D.L.R. - Les plans n°s 11, 12 et 13 et les photographies s'y rapportant seront publiés dans notre prochain numéro.

contre le rayonnement ambiant, soit contre l'intermodulation des voies entre elles.

Les correcteurs seront montés en dernier bien d'aplomb. Deux tiges filées avec entretoises plastique consolideront cet assemblage.

Le potentiomètre panoramique est facultatif. Si l'on veut le monter, IP352 il faudra l'insérer entre les points XX (fig. 5) en utilisant un trou de pastille libre comme relais pour l'armature négative du condensateur C7. Le câblage se fera en fil blindé.

Si non, respecter le plan d'implantation des correcteurs, ne pas percer la platine, modifier la face avant photographiée. Attention aux 4016 ce sont des MOS, même remarque que précédemment. Les photos 10 et 11 montrent la platine assemblée avant interconnexion. Il manque les éléments résistifs R391 à R400. Nous n'avions pas encore découvert leur nécessité lorsque la photo a été prise.

Nomenclature électrique :

- R 351 à R 360 = 39 k Ω 1/4 W 10 %
- R 361 à R 380 = 220 k Ω 1/4 W 10 %
- R 381 à R 390 = 10 k Ω 1/4 W 10 %
- R 391 à R 400 = 220 k Ω 1/4 W 10 %
- R 3910 à R 3930 = 1 M Ω 1/4 W 10 %
- R 3920 à R 3940 = 82 k Ω 1/4 W 10 %
- P 350 à P 351 = CI PG 58 10 k Ω A Radiom
- P 352 à P 357 = CI PGST 58 2 x 10 k Ω A Radiom
- C 351 à C 360 = 22 μ F chimique 25 V
- Ci 351 à Ci 353 = HBF 4016 AE
- X 351 à X 352 = socles DIN 870/01 MFQM
- X 353 à X 357 = bouton poussoir LPS 300 B COMEPA
- M 353 à M 357 = lampes QL 6003 BP COMEPA
- X 358 à X 362 = socle DIN 879/05 MFQM
- X 363 = socle DIN 870/01 MFQM
- X 364 = jack femelle stéréo

à suivre
M. LABRE

REALISEZ UN AMPLIFICATEUR



HIFI ORIGINAL ET MODULAIRE

Si les études d'amplificateurs haute fidélité sont monnaie courante dans toutes les revues d'électronique de France et de Navarre, nous avons constaté qu'il était assez rare qu'une description convienne totalement à un amateur de HiFi donné; on assiste alors à la construction d'un ampli avec le préampli décrit par X, le correcteur de Y et l'ampli de puissance de Z. En général, cet assemblage de schémas disparates fonctionne; dire qu'il fonctionne bien, c'est autre chose. La raison est simple: un ampli forme un tout et, par exemple, au niveau de la liaison préampli vers ampli de puissance, les impédances sont adaptées; si l'on change un des deux modu-

les, cette adaptation n'est plus forcément réalisée et la bande passante de l'ensemble, le rapport signal/bruit et le taux de distorsion se dégradent.

Nous avons donc décidé de vous présenter dans les pages qui suivent la réalisation complète d'un ampli modulaire, c'est-à-dire, qu'à partir d'un châssis et d'une alimentation de base, vous pourrez réaliser l'ampli vous concernant le mieux, en choisissant les modules qui vous intéressent; ces modules étant prévus pour se connecter entre eux dans toutes les configurations possibles et sans problème. Cette réalisation modulaire présente aussi les avantages suivants:

- possibilité de réalisation évolutive de l'ampli en

fonction de votre budget ou de l'évolution technologique;

- câblage de l'ensemble entièrement simplifié; les modules s'enfichant dans des connecteurs (archicourants et très peu coûteux);

- possibilité, lors de la sortie sur le marché d'un nouveau circuit ou d'un nouveau schéma, de l'essayer dans l'ampli à des fins de comparaison sans avoir à démonter ou à câbler quoi que ce soit;

- mise en service et dépannage (peu probable) extrêmement simplifiés.

Ces avantages étant exposés, entrons dans le vif du sujet en étudiant la liste des modules qui seront décrits.

Modules et caractéristiques

Nous n'allons pas dresser un catalogue complet, dans les lignes qui suivent, mais seulement indiquer les grandes lignes de cette réalisation.

- Les modules amplificateurs de puissance

Nous décrirons des amplificateurs de puissance à transistors classiques, de 10 W à 160 W efficaces, avec ou sans protection électronique, avec ou sans protection des haut-parleurs contre les surcharges. Nous décrirons aussi un amplificateur de puissance de 15 W efficaces, totalement protégé, équipé d'un circuit intégré, disponible sur le marché français (attention, nous disons circuit intégré et non pas module hybride, dont les prix nous paraissent un peu élevés).

- Les modules correcteurs de tonalité

Nous décrivons des correcteurs à transistors et à circuits intégrés, avec réglage des graves et des aigus ou avec réglages graves, médiums et aigus. Nous décrivons aussi un module commutable en correcteur classique ou en ampli linéaire, pour ceux qui veulent vraiment de la HiFi le signal ne passe plus dans les circuits correcteurs en position « ampli linéaire ».

- Les modules préamplificateurs

C'est à ce niveau que la variété sera la plus grande puisque nous étudierons des préamplificateurs à transistors et à circuits intégrés faible bruit; nous réaliserons des préamplificateurs RIAA, bas niveau linéaire, haut niveau linéaire, adaptateurs d'impédances, etc.

- Les modules annexes

Ils seront de plusieurs types: filtres passe-haut et passe-bas actifs et passifs, circuits de commande de vu-mètres, circuits indicateurs de surcharge, etc.

- Les modules originaux

C'est ici que cette étude va prendre tout son intérêt; nous réaliserons en effet les circuits suivants: module correcteur de tonalité, commandé par des tensions continues autorisant ainsi une télécommande de l'amplificateur de très loin, avec peu de fils non blindés; module de réglage de volume ayant le même avantage; module commutateur d'entrées à commande électronique, supprimant les commutateurs à X galettes de Y circuits couverts de fils blindés (!); module de filtres actif permettant la réalisation d'un amplificateur à filtres actifs (un amplificateur de puissance par haut-parleur, la répartition des fréquences étant faite avant les amplis de puissance dans le module filtres actif dont les performances sont incontestablement très supérieures aux amplis conventionnels suivis d'anciennes à filtres passifs.

Présentation de l'ensemble

Tous les circuits précédents sont réalisés sur des circuits imprimés simple face enfichables dans des connecteurs 18 contacts au pas de 3,96 mm; ces connecteurs sont disponibles à très bas prix, chez la plupart des revendeurs de composants; il suffit de feuilleter la revue pour s'en rendre compte. Ces connecteurs sont montés à demeure dans un boîtier contenant également l'alimentation commune à toutes les versions réalisables. Le brochage des connecteurs est standardisé et de ce fait le câblage de ceux-ci est extrêmement simple.

Ce boîtier supporte également les éléments mécaniques tels que prises, potentiomètres, commutateurs, etc.

Certaines dispositions pouvant varier un peu au niveau de la disposition mécanique des réglages, en face avant, selon l'utilisation que vous voudrez faire de votre ampli, nous allons effectuer un petit rappel théorique très simple, afin de bien mettre les choses au point. De plus, nous pensons que cela sera utile à nos nouveaux lecteurs et aux lecteurs débutants.

Généralités sur un amplificateur HiFi

Avant d'aborder ce paragraphe, nous précisons que, sauf absolue nécessité, nous ne représenterons toujours sur les schémas qu'un canal de l'amplificateur puisque les canaux « droit » et « gauche » d'un amplificateur stéréo sont rigoureusement identiques.

Le synoptique de la figure 1 nous montre qu'un ampli HiFi se compose principalement de quatre types de modules: les préamplis d'entrées, le préampli correcteur, l'ampli de puissance et l'alimentation trop souvent négligée malgré sa très grande importance.

Ces quatre parties font appel à des techniques totalement différentes puisque, si, au niveau des préamplificateurs d'entrée on manipule des millivolts, au niveau des amplificateurs de puissance on manipule des dizaines de volts, sous plusieurs ampères. Afin d'améliorer notre connaissance de la question, étudions un peu plus en détail chaque partie en commençant par le début de la chaîne, c'est-à-dire:

Les préamplificateurs d'entrées

Leur fonction est double ou triple selon le cas; en effet, ils doivent:

- Amplifier le signal d'entrée de façon telle que, en sortie, et quelle que soit l'entrée choisie, le niveau soit à peu près identique, c'est-à-dire que, par exemple, si l'on fixe comme niveau de sortie du préamplificateur 250 mV, il faudra un gain de 250 pour une entrée micro (un micro délivre à peu près 1 mV), tandis qu'il faudra un gain de 1 pour une entrée PU (piézo-lun PU piézo délivre environ 200 mV).

- S'adapter à l'impédance de la source sur laquelle ils sont branchés; en effet, on démontre que le fonctionnement d'un système est optimum quand les impédances sont adaptées, c'est-à-dire, par exemple, que si l'on dispose d'un tuner ayant une impédance de sortie de 100 k Ω , on a intérêt à ce que

l'entrée tuner ait une impédance d'entrée de 100 k Ω . En fait, le fonctionnement correct est encore assuré si l'impédance d'entrée est supérieure à l'impédance de sortie de ce qui y est branché; par contre, le contraire est désastreux. Certaines impédances étant normalisées, cela facilite le travail.

- Effectuer dans certains cas une correction fixe et bien déterminée; par exemple le préamplificateur PU magnétique réalise la correction RIAA; cette correction consiste à sur-amplifier les graves par rapport aux aigus, selon une courbe bien définie (la courbe RIAA), afin de réaliser l'opération inverse de ce qui a été effectué à la gravure du disque pour résoudre certains problèmes techniques.

Dans un amplificateur qui comporte un certain nombre d'entrées, nous voyons donc que les caractéristiques de ce préamplificateur doivent être assez variables; pour cela, en général, on réalise un amplificateur à très grand gain et l'on change le réseau de contre-réaction, comme le montre le synoptique de la figure 2, selon les caractéristiques désirées. D'autre part, il faut aussi commuter les prises d'entrée sur l'entrée du préamplificateur. Tous ces signaux étant à faible niveau, le câblage est à réaliser avec soin et en fil blindé. Le commutateur d'entrée devient alors vite un « monstre chevelu » d'où émerge un gros paquet de fils. De plus, même en câblant avec soin, le rapport signal/bruit n'est pas extraordinaire, en particulier à cause des inductions diverses sur le commutateur.

La solution exposée sur le synoptique de la figure 3 est par contre beaucoup plus intéressante et, contrairement à ce que l'on peut penser à pre-

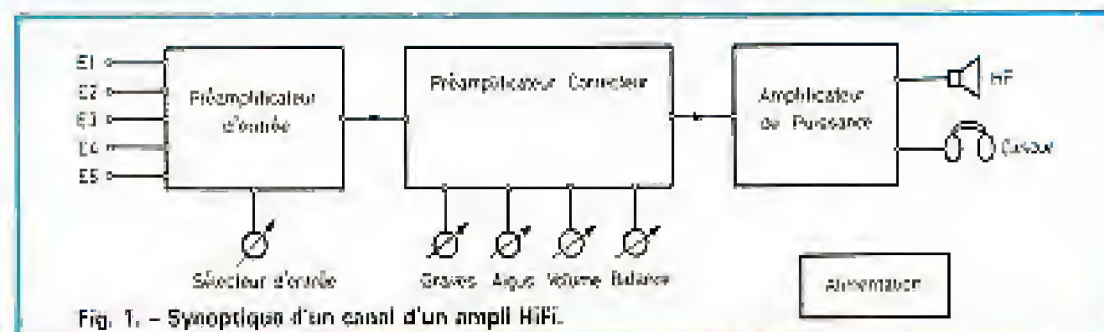


Fig. 1. - Synoptique d'un canal d'un ampli HiFi.

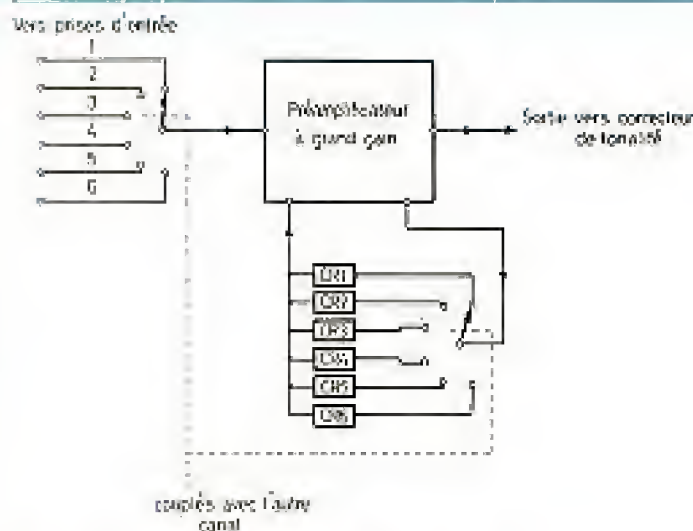


Fig. 2. - Synoptique du système à préampli unique.

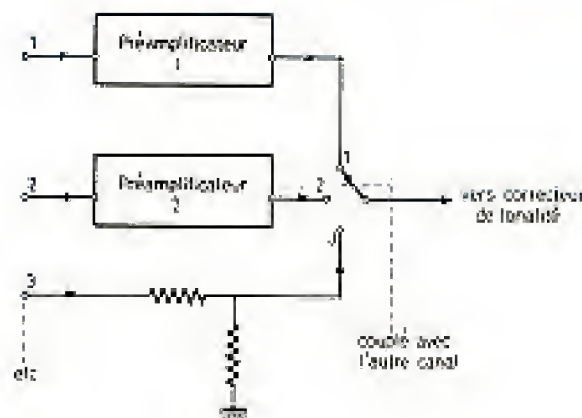


Fig. 3. - Synoptique du système à multiples préamplis.

mière vue, plus économique.

Chaque entrée est reliée à un préamplificateur ou à un atténuateur à résistances, selon la sensibilité désirée et ce sont les sorties des préamplificateurs des atténuateurs qui sont commutées. L'avantage est évident par rapport au cas précédent : on commute des signaux à niveaux relativement élevés (250 mV), les commutations sont plus simples que dans le cas précédent (commutateur à deux circuits pour de la stéréo contre quatre circuits précédemment) : les préamplificateurs peuvent être mieux adaptés à une tâche précise puisqu'ils ne sont plus polyvalents ; enfin, deux transistors et quatre ou cinq résistances coûtent moins cher qu'une galeste de commutateur. Par conséquent, c'est cette solution que nous avons adoptée : la description d'un nombre important de préamplificateurs spécifiques la rendant très souple ; cependant, pour être en accord avec l'introduction de cet article, nous indiquerons comment réaliser la solution de la figure 2.

Le correcteur de tonalité

Son synoptique visible en figure 4 est assez classique : un premier étage à faible impédance de sortie réalise une séparation efficace entre la sortie du préamplificateur correcteur et le réglage de tonalité proprement dit. Celui-ci est effectué à partir du circuit maintenant bien connu et dû à un ingénieur britannique, M. Peter J. Baxandall, dont il porte le nom. Il s'agit d'un circuit de contre-réaction sélective, variable en fonction de la position des potentiomètres ; c'est pour cette raison que le Baxandall proprement dit est couplé à l'ampli qui lui fait suite. Cet ampli a également une faible impédance de sortie, pour attaquer, dans les meilleures conditions possibles, les réglages de volume et de balance. Nous devons faire quelques remarques sur la disposition des réglages et leur nombre au niveau de ce correcteur.

Tout d'abord, nous avons

fait figurer le réglage de médium en pointillés, car, à notre avis, c'est un gadget ajouté par les fabricants d'amplis, pour sacrifier à la mode, hélas, très répandue, du « plus y a de boutons, plus ça se vend ! ». Nous décrivons cependant un Baxandall à réglage de médium (pour ceux qui aiment...).

Ensuite, nous vous faisons remarquer la position du réglage de volume ; celui-ci est situé après les correcteurs de tonalité alors que beaucoup de constructeurs d'amplificateurs le placent avant, ce qui est une aberration. En effet, lorsque l'on écoute l'amplificateur à faible puissance (ce qui est très souvent le cas en appartement), si le volume est avant les correcteurs, on réduit le signal mais le souffle généré par les correcteurs est appliqué intégralement à l'amplificateur de puissance, ce qui détériore le rapport signal/bruit ; si le volume est après les correcteurs, on réduit dans les mêmes proportions le signal et le souffle et on conserve ainsi un bon rapport signal/bruit.

L'amplificateur de puissance

C'est un des gros morceaux de tout amplificateur car, s'il est relativement simple de réaliser les préamplificateurs et les correcteurs, la conception d'un bon amplificateur de puissance n'est pas évidente. Ici, point n'est besoin de synoptique, un amplificateur de puissance est une boîte dans laquelle on rentre du 500 mV sous 10 k Ω d'impédance (à peu près), et qui sort quelques dizaines de volts sur une impédance de 4 Ω . D'après la bonne vieille loi d'Ohm : $U = RI$, nous voyons par exemple que 10 V sur 4 Ω cela fait 2,5 A, ce qui n'est pas négligeable et qui est surtout incapable de passer dans des fils fins comme des cheveux comme nous en avons vus en sortie de certains amplis !

La puissance que peut fournir un ampli est principalement imposée par deux facteurs : la tension d'alimentation et l'impédance du haut-parleur. Mais, nous allons y venir.

Tout d'abord, nous voulons faire une remarque en ce qui concerne l'étage de sortie de l'amplificateur : deux conceptions sont possibles comme le montre la figure 5. Une alimentation non symétrique et un chimique de très forte valeur entre l'ampli et le haut-parleur : ce chimique doit être de valeur autant plus forte que l'impédance du H.P. est faible et que l'on veut descendre bas en fré-

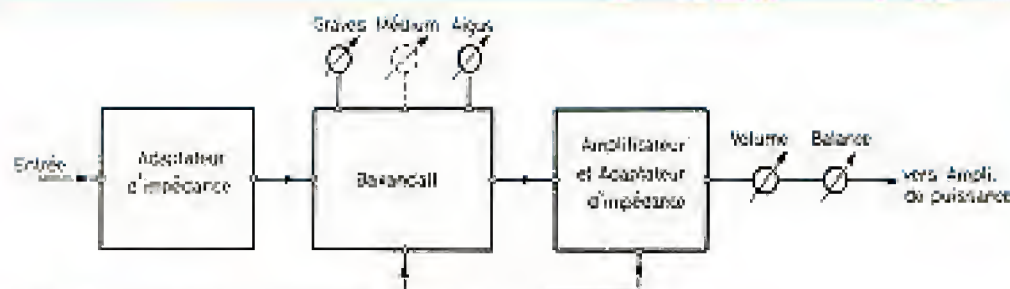


Fig. 4. - Synoptique du correcteur de tonalité.

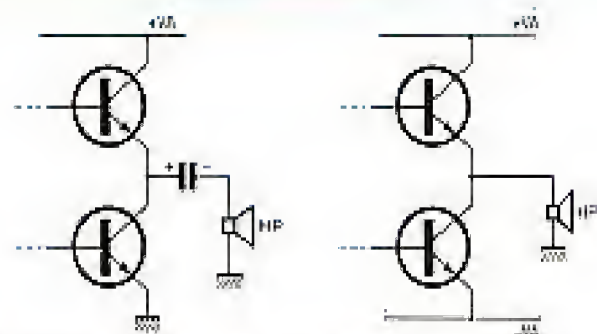


Fig. 5. - Les deux aspects possibles de l'étage de sortie.

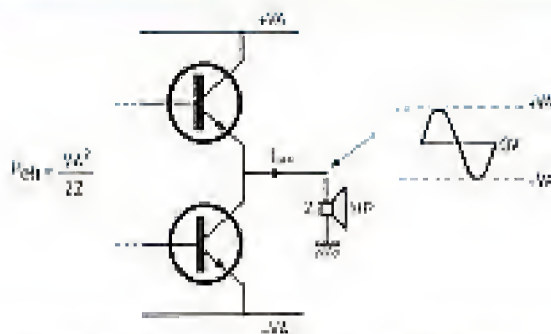


Fig. 6. - Calcul de la puissance efficace de sortie d'un ampli.

quence (par exemple, un 2200 μ F sur 4 Ω fait perdre 3 dB, c'est-à-dire la moitié de la puissance disponible, à 20 Hz). De plus, un chimique est fondamentalement non linéaire et peut introduire de la distorsion à faible puissance.

Une alimentation symétrique ne revient pas plus cher et permet de s'affranchir du chimique de sortie: l'amplificateur passe alors le continu, c'est-à-dire qu'il n'y a plus de limitation de bande passante du côté des fréquences graves. Cette solution étant techniquement meilleure que la précédente, nous ne décrivons, sauf une exception, que des amplis à liaison directe.

Selon l'optimisme du réalisateur, quant à la qualité des composants et surtout des fusibles, certaines protections électroniques peuvent être montées sur cet amplificateur, protection contre les courts-circuits en sortie, protection du haut-parleur, en cas de destruction d'un transistor de puissance, etc.

Puissance, impédance et alimentation

Nous allons faire un petit peu de théorie quant aux mesures et calculs des puissances de sortie qui, si on consulte les notices des fabricants, semblent être empruntés de la plus complète fantaisie. Avant tout, nous tenons à préciser que seuls les watts efficaces (ou RMS sur les notices en anglais) ont un sens: les watts crête, crête à crête, musicaux, HF, etc., ne sont que du « tape à l'œil ». Le calcul à 10 % de la

puissance d'un ampli est extrêmement simple. Examinons le schéma de la figure 6: l'excursion maximum de tension aux bornes du haut-parleur sera de +VA à -VA (en supposant que les tensions de saturation des transistors sont nulles, ce qui est exact pour un calcul à 10 % près). Donc la tension crête à crête aux bornes du H.P. sera de 2 VA; sa valeur efficace est donc:

$$V_{eff} = \frac{2 \text{ VA}}{2 \times 2} = \frac{\text{VA}}{\sqrt{2}}$$

avec

$$2 \approx 1,414$$

La puissance efficace délivrée au haut-parleur (d'impédance Z) sera donc:

$$P_{eff} = \frac{(V_{eff})^2}{Z} = \frac{\text{VA}^2}{2Z}$$

Ainsi, un amplificateur ayant la configuration de la figure 6 (cas général), alimenté par exemple sous + et - 20 V et chargé par un H.P. de 4 Ω , ne pourra pas fournir plus de:

$$P_{eff \text{ max}} = \frac{20^2}{2 \times 4} = \frac{400}{8} \\ I = 50 \text{ W}_{eff}$$

Nous voyons donc, à la lumière de ces calculs, que la

tension d'alimentation est primordiale quant à la puissance de sortie. D'autre part, il est une notion qu'il vous faut bien réaliser: c'est le calcul de l'intensité que devra pouvoir fournir l'alimentation. Reprenons notre exemple ci-dessus: on démontre que $P_{eff} = Z I_{eff}^2$, I_{eff} étant l'intensité du courant passant dans le haut-parleur, donc du courant fourni par l'alimentation, dans notre cas:

$$50 = 4 \times I_{eff}^2 \quad I_{eff} \approx 3,5 \text{ A}$$

Dans le cas d'un ampli stéréo de 2 x 50 W sur 4 Ω , le transfo et l'alimentation pourront être amenés à fournir, dans les pointes de modulation, jusqu'à 2 x 3,5 A soit 7 A. Il faut bien être conscient de cela quand on réalise l'alimentation.

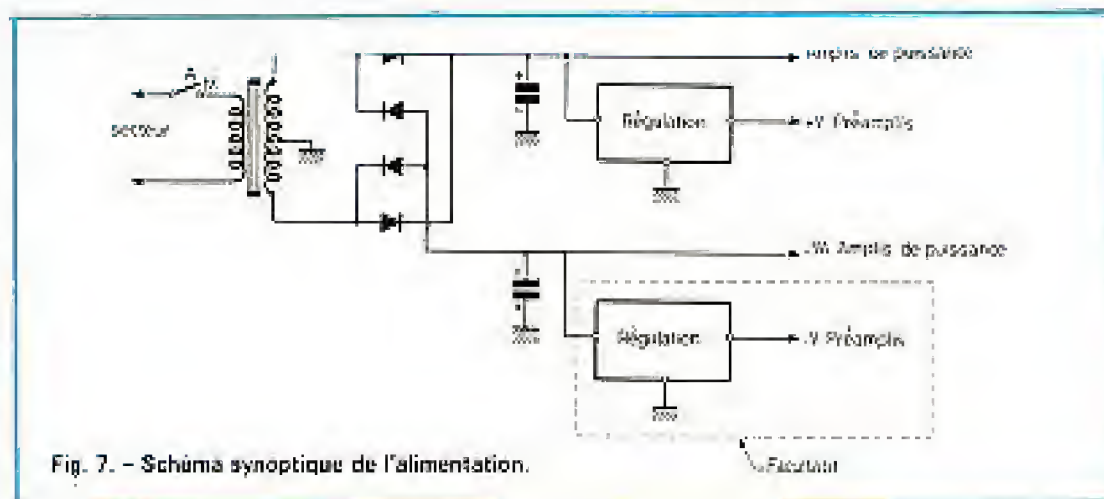
L'alimentation

L'alimentation est en fait scindée en deux parties: la partie chargée d'alimenter les amplificateurs de puissance et la partie chargée d'alimenter les préamplificateurs.

La figure 7 donne son schéma synoptique. Un transformateur à point milieu au

secondaire, suivi de quatre diodes et de deux condensateurs chimiques de très forte valeur, constitue l'alimentation de puissance; aucune régulation n'est prévue et nous allons le justifier, car c'est une pratique logique mais encore mal admise. Nous avons vu précédemment que l'alimentation pouvait être amenée à fournir des courants allant jusqu'à 7 A; dans ces conditions, une régulation revient très cher, car le transistor ballast doit être un modèle puissant monté sur un radiateur monstrueux. De plus, il faut un circuit sur le + et un sur le -. Il est beaucoup plus logique de concevoir un amplificateur de puissance se passant de régulation (ça ne revient pas plus cher en composants), l'économie réalisée étant alors très importante. Par contre, il est fondamental d'employer des condensateurs chimiques de très fortes valeurs, car ce sont eux qui fournissent le courant dans le cas d'un appel brutal dû à une reprise d'orchestre à forte puissance par exemple.

Les préamplificateurs consomment très peu et supportent assez mal une alimen-



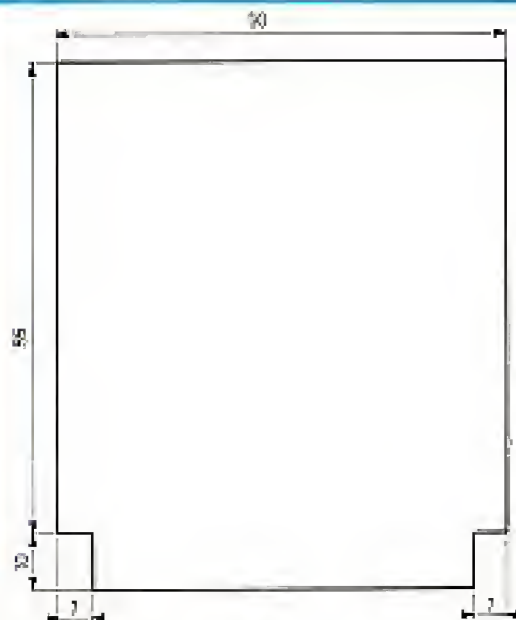


Fig. 8. - Taille des modules.

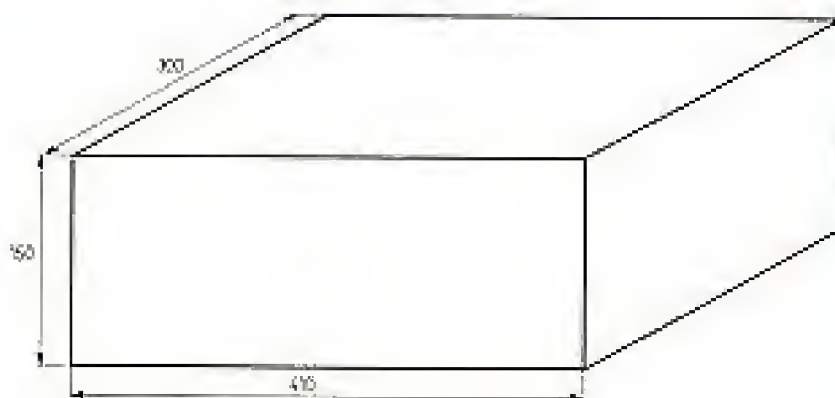


Fig. 9. - Dimensions du boîtier de notre ampli.

tation non régulée, surtout à cause des variations de tension que lui impose l'amplificateur de puissance; nous avons donc prévu un circuit de régulation (ou deux selon les modules que vous réaliserez) pour les préamplificateurs.

Nous avons passé en revue les aspects thermiques généraux de la structure d'un ampli HiFi; les détails seront vus au fur et à mesure de la réalisation. Nous allons maintenant étudier la partie la plus ennuyante pour un électronicien: la mécanique, car c'est, hélas, par elle qu'il est logique de commencer.

Le boîtier

Afin de ne pas être trop limité au point de vue nombre de composants, nos cartes ont la taille indiquée figure 8; cela nous impose donc certaines contraintes quant à la taille du boîtier. Les dimensions du nôtre sont indiquées figure 9; il peut recevoir en plus de l'alimentation de puissance quatorze modules, ce qui est plus que suffisant. Nous vous indiquons en figure 10 la disposition à adopter à l'intérieur du boîtier, et en figure 11 une disposition logique de la face arrière. Les prises d'entrée doivent être placées le plus loin possible du transformateur pour éviter les inductions de 50 Hz. Si l'on veut sortir de la puissance, les transistors de

puissance vont chauffer; leur meilleure place est donc sur un radiateur dont la taille minimum pour un transistor et pour un ampli de 2 x 60 W efficaces est d'environ 100 x 75 x 30 de hauteur. La meilleure place pour ces radiateurs est l'air libre, c'est-à-dire l'arrière de l'amplificateur; dès lors il est logique de les monter au milieu de la face arrière (voir photos) réalisant ainsi une séparation entre la zone des prises d'entrée et le côté des prises secteur, haut-parleur et divers.

L'auteur étant équipé en matériel européen, les prises d'entrée sont des DIN. Il est souhaitable d'en prévoir au moins sept. Pour ce qui est des

sorties H.P., nous vous déconseillons totalement les prises DIN H.P. inaptées à passer de façon correcte les 4 à 5 A crête requis à pleine puissance. Nous avons adopté les classiques dominos secteur; si vous trouvez des pinces, comme celles dont sont équipés la plupart des amplis japonais, tant mieux! Du côté prises de sortie, nous avons également prévu deux prises DIN de commande (cas de la télécommande de l'ampli et de sortie cas de l'ampli à filtres actifs).

Pour récapituler, nous avons en face arrière:

- 7 prises DIN 5 broches à 180° (ou 14 CINCH si vous préférez),

- 4 radiateurs de transistors de puissance,
- 2 prises DIN 7 broches (télécommande et ampli à filtres actifs),
- 1 passe fil secteur,
- 2 douilles bananes espacées de 19 mm pour brancher une prise secteur,
- 1 ensemble de dominos pour faire la sortie vers les haut-parleurs.

La face avant est beaucoup plus libre quant à sa réalisation, puisque les contraintes sont quasiment inexistantes et que « des goûts et des couleurs, il ne faut point discuter ». Nous insisterons seulement sur deux points importants:

- le sélecteur d'entrées doit

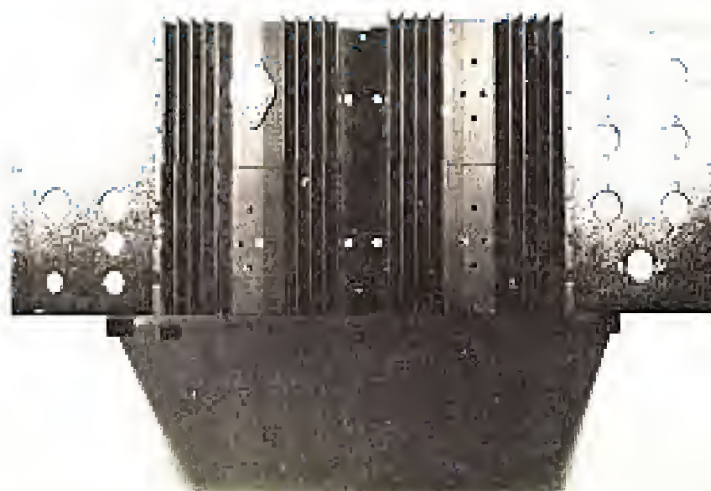


Photo A. - La face arrière de l'ampli, les prises d'entrées sont groupées à droite des radiateurs.

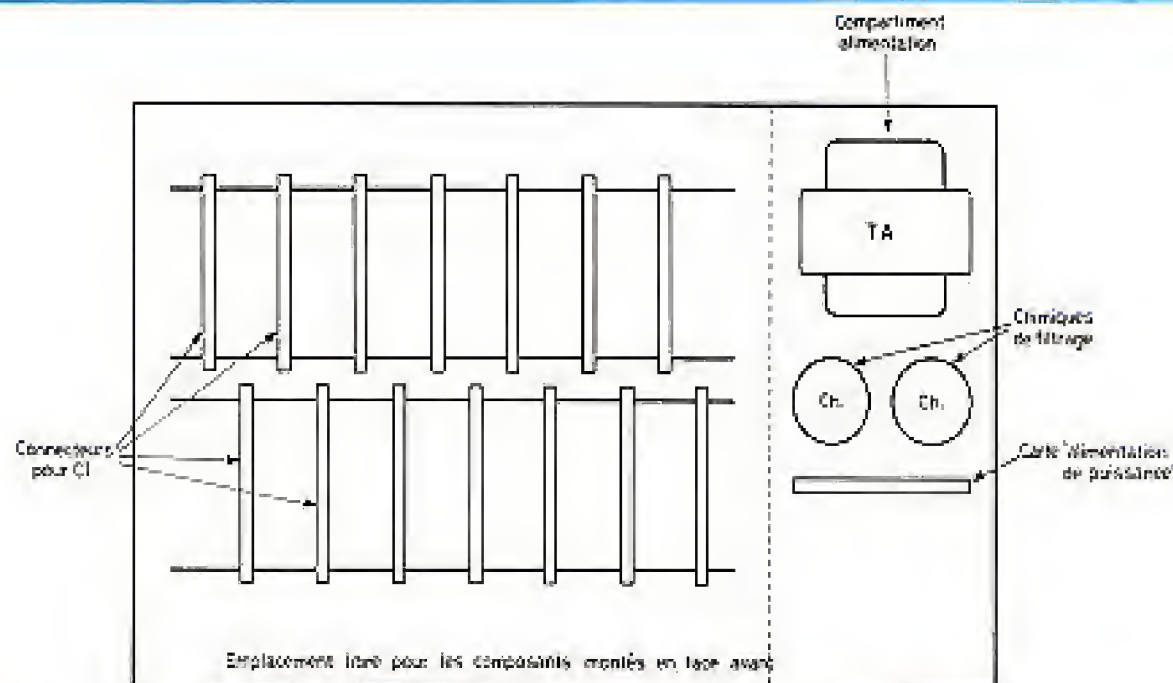


Fig. 10. - Disposition interne.

AVANT

être placé en face des prises d'entrées de la face arrière et l'inter M/A en face du transformateur :

- le nombre minimum de réglages à prévoir est indiqué ci-dessous :

- 3 commutateur d'entrées (nombre de positions au choix),
- 1 potentiomètre de volume,
- 1 potentiomètre de balance,
- 1 potentiomètre de graves,
- 1 potentiomètre d'aigus,
- 1 prise casque,
- 1 inter M/A,
- 1 inter HP/casque,
- 1 inter mono/stéréo,
- 3 inter normal/magnéto-
phone pour la monitoring.

De plus, selon ce que vous

désirez, vous pouvez aussi prévoir :

- 1 potentiomètre de médium (inutile à notre avis),
- 1 commutateur correcteur ou linéaire permettant de supprimer les correcteurs de tonalité (très utile à notre avis),
- 1 commutateur pour un filtre coupe bas (rumble) : inutile à notre avis,
- 1 commutateur pour un filtre coupe haut (scratch) : inutile également,
- 2 vu-mètres, inutiles mais très jolis,
- 2 LED indicatrices de surcharges ou de défaut (très utiles).

Même si votre ampli n'a pas

encore une organisation générale bien définie, cette liste doit vous permettre d'imaginer une face avant.

Le boîtier peut, par exemple, être réalisé en pliant en U une plaque de Dural de 10/10 pour former ainsi la face arrière, la fausse face avant (fausse car elle sera recouverte d'une plaque décorative en le fond : c'est le cas de la maquette dont vous pouvez voir les photos. Le capot est selon une vieille habitude de l'auteur constitué par un U en contre-plaqué, recouvert extérieurement d'adhésif plastique (façon bois par exemple !) et tapissé intérieurement au

moyen de feuilles d'aluminium ménager, pour former un blindage. Nous avons prévu, à l'arrière de ce capot, une grille d'aération, pour faciliter l'évacuation des calories produites, en particulier par l'alimentation.

Décoration de la face avant

C'est en général cette partie qui pose le plus de problèmes, surtout pour un amplificateur HiFi dont le rôle n'est pas de rester dans le coin bricolage de la maison.

Nous n'osons pas dire de

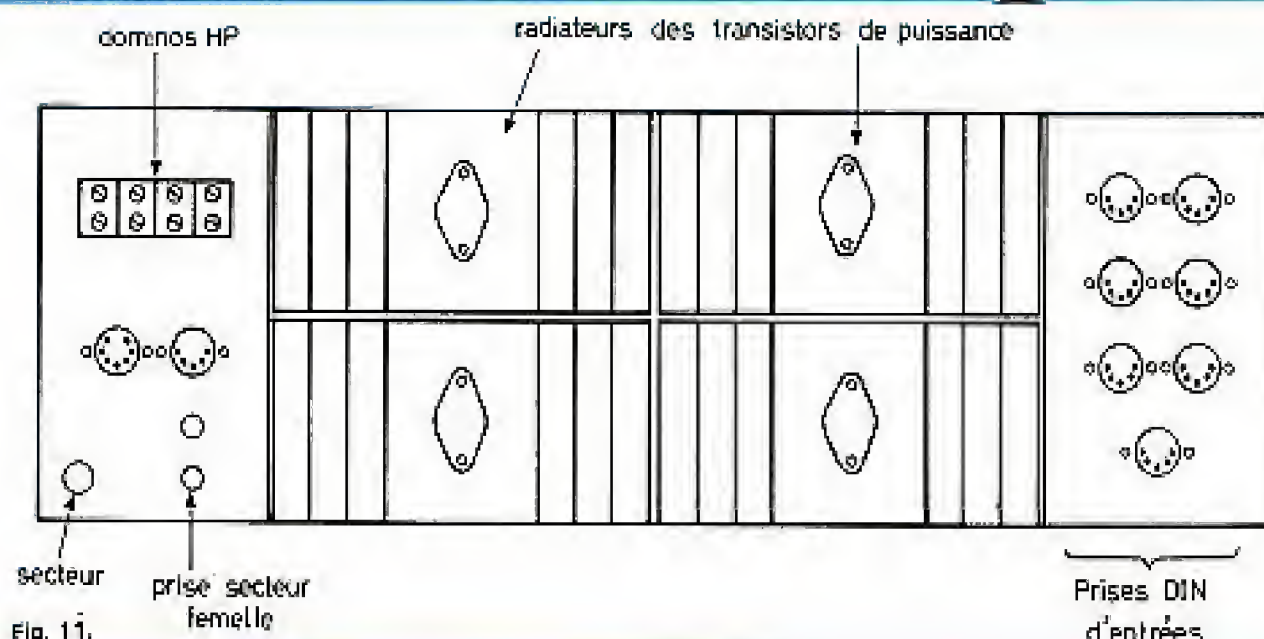


Fig. 11.

regarder les photos pour apprécier la qualité de la face avant de la maquette, car celles-ci passent assez mal à l'imprimerie; nous pouvons vous dire que la face avant est en aluminium brossé, recouvert d'un vernis transparent donnant un aspect satiné des plus réussis. Nous allons vous indiquer dans les lignes qui suivent comment nous avons procédé.

Tout d'abord il faut percer soigneusement la fausse face avant (celle du u en Dura® compte tenu de l'implantation des réglages choisis; ensuite, il vous faut acheter une plaque d'aluminium brossé de 10/10^e environ; on en trouve chez OBI-BHV et tous les géants du bricolage; la nôtre vient de chez les Cyclades Radio (publié gratuitement). Si cette plaque n'est pas vendue avec un adhésif de protection, empressez-vous de tapisser généreusement de qui deviendra la face avant de large ruban adhésif en papier.

Découpez alors la plaque aux dimensions de la face avant du u, et superposez-les; marquez

par l'intérieur les deux trous les plus extrêmes sur l'envers de la face avant décorative; percez-les. Attention, lors du perçage des trous dans la plaque d'aluminium brossé: nettoyez soigneusement le support de la perceuse après chaque trou, car un copeau métallique sur lequel on appuie la face avant fait une belle rayure, malgré le papier protecteur!

Placez alors la face avant sur la fausse; mettez en place les deux accessoires allant dans les trous (au besoin ajustez ceux-ci avec une « queue de rat »); vous pouvez alors tracer tranquillement et précisément tous les autres trous.

Une fois ceux-ci percés et ajustés, décollez soigneusement le ruban adhésif et ébavurez les trous avec grand soin; une lime qui glisse et vous pouvez tout recommencer!

Nettoyez alors soigneusement la plaque au moyen d'alcool à 90° par exemple (pour dégraisser), puis munissez-vous de lettres et symboles à transférer à sec (Letraset,

Alfac, Decadray, etc.). Collez votre face avant sur du papier à petits carreaux qui vous serviront de guides pour placer vos lettres bien dans l'alignement les unes des autres, et allez-y. Si vous vous trompez dans un marquage ou si une lettre est de travers, ne vous inquiétez pas, appliquez sur celle-ci un morceau de ruban adhésif, suivez les contours de la lettre au travers du ruban avec un vieux stylo bille, par exemple, et en enlevant le ruban la lettre vient sans laisser de trace.

Une fois que vous avez fini, pulvérisez sur cette plaque plusieurs couches, à intervalles suffisamment longs pour laisser sécher chaque couche, de vernis protecteur. Nous avons utilisé avec succès du « 101 Protective Coating » de chez Letraset qui présente l'énorme avantage de ne pas laisser de trace, même si on le pulvérise trop généreusement et qu'il coule; de plus, son aspect satiné est très agréable à l'œil. Le vernis pour circuits imprimés est à proscrire pour ce

genre d'application, car il forme des auréoles autour des lettres. Ne soyez pas avare sur le nombre de couches, nous en avons mis 5!

Votre face avant terminée et un montage « en blanc » réalisé pour juger de l'effet produit, il est prudent de ranger celle-ci car elle risquerait de prendre des coups pendant le perçage du fond du boîtier.

Conclusion

Nous espérons que cette étude théorique simplifiée aura été utile et qu'elle vous permettra d'aborder la réalisation en ayant une vue d'ensemble de la question.

Le mois prochain, nous entrerons dans le vif du sujet en abordant la réalisation de l'alimentation de puissance, de l'alimentation stabilisée et des modules amplificateurs de puissance. Nous ferons également la mise en service progressive de chaque module dès sa réalisation terminée.

à suivre
C. TAVERNIER

UNE SOURCE ECONOMIQUE D'AIR COMPRI ME POUR VOTRE LABORATOIRE

LORS de l'entretien de certains de nos appareils de mesure, nous sommes souvent confrontés à des problèmes de dépoussiérage difficiles à résoudre alors qu'avec de l'air comprimé, cela serait si aisé. C'est la raison pour laquelle nous vous proposons un « truc » peu coûteux, surtout quand il s'agit d'un équipement d'usage épisodique et ne nécessitant pas de très fortes pressions.

Sa description ne nécessitera pas de long discours mais quelques photographies sans légende suffiront.

Nous précisons que :

Photo A

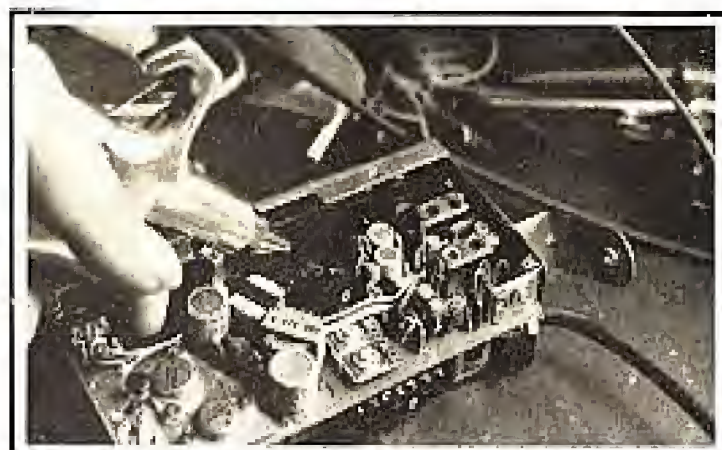


Photo B

- la roue, achetée à la casse, provient d'une 404, nous la faisons gonfler chez notre pompiste habituel à 4 bars;
- le tuyau est une fourniture standard dans toutes les quincailleries;
- le « pistolet » de marque « Kremlin » se procure, sur commande, également dans les quincailleries;
- nous avons dépensé environ 120 F pour nous équiper ainsi.

B.D.

LES MACHINES QUI PARLENT

ET QUI LISENT

LES machines parlantes que nous connaissons reproduisent les sons enregistrés, paroles et musique, par l'intermédiaire de haut-parleurs; mais, depuis longtemps, on a songé à construire des machines destinées, non à reproduire, mais à imiter la voix humaine. Leur histoire est déjà longue; les premières étaient mécaniques et acoustiques; elles sont désormais électroacoustiques et électroniques et leurs applications sont devenues très intéressantes dans de nombreux domaines.

Ces machines qui parlent ne sont pas seulement utiles pour obtenir des effets sonores curieux, en particulier, des truquages pour la sonorisation et le cinéma sonore; elles peuvent aussi être combinées avec des dispositifs de lecture automatique des textes. Grâce à l'utilisation de dispositifs récents, on peut ainsi concevoir des machines à lire des textes et qui parlent, par exemple, à l'intention des aveugles, de même qu'on peut songer à réaliser, inversement, des machines à écrire fonctionnant directement sous l'action de la parole.

Ces systèmes de production de la parole sont adaptés sur les ordinateurs, qui peuvent

ainsi directement répondre à nos questions en langage parlé direct, sans avoir besoin d'aucune conversion. On réalise ainsi de merveilleux « robots parlants », analogues à ceux qui figurent dans les films de science-fiction.

Les machines parlantes habituelles, pour merveilleuses qu'elles soient, ne font cependant que transmettre, enregistrer, et restituer les paroles et les chants primitivement produits par des hommes et, en quelque sorte, « en conserve ». Un autre problème consiste à obtenir des sons articulés par des moyens artificiels et, pour le résoudre, il a fallu d'abord obtenir une parfaite compréhension du mécanisme de la parole et de la nature physique du langage. Les progrès réalisés sont dus, en grande partie, à ce que désormais nous connaissons beaucoup mieux les moyens de cette production, grâce aux systèmes d'analyse que nous avons à notre disposition.

La production de la parole

Au point de vue de l'ingénieur acousticien, tout bruit ou tonalité produit par l'organe vocal humain est obtenu par

une succession de fonctions élémentaires: souffle, émission, résonance/diffusion, mais aucune ne peut être attribuée à un élément particulier du mécanisme.

Lorsque nous parlons, l'air venant de nos poumons passe dans le larynx contenant nos cordes vocales; leurs vibrations excitent la masse d'air de notre pharynx, de notre bouche, et de notre nez. Ces organes constituent des cavités résonnantes, qui, par un jeu de muscles, peuvent changer continuellement de formes.

En se modifiant, elles favorisent la création de fréquences multiples, c'est-à-dire harmoniques, de la fréquence de vibration des cordes vocales; elles sont modifiées constamment en intensité, en nombre, et en rang.

Pour les voyelles, le larynx sert constamment de générateur mais, pour les consonnes, c'est plutôt le pharynx qui agit. Le voile du palais intervient plus ou moins selon les langues; le rayonnement sonore n'est pas complètement limité par l'effet du nez et des lèvres,



Fig. 1

car, pour les syllabes explosives, le phénomène se produit d'une manière appréciable directement à travers les tissus. Les différents rythmes, les genres d'émissions sonores dépendent d'un grand nombre de réactions nerveuses (fig. 1).

Notre bouche émet les voyelles et les consonnes sonores pour une position et une forme déterminée des cavités résonnantes. Certains harmoniques de la fréquence de vibration des cordes vocales sont favorisés et nous entendons la voyelle « a », pour certaines voyelles, dites « sourdes », et certaines consonnes, les cordes vocales ne vibrent même pas, les sons sont uniquement modulés et produits par les cavités résonnantes. La parole met ainsi en jeu des phénomènes physiques très complexes par la nombre de paramètres à contrôler et par la précision nécessaire de chacun d'eux.

En fait, les cordes vocales, ainsi que le résonateur : cavité nasale, buccale et larynx, sont contrôlés par le cerveau, de façon à produire un texte intelligible.

Les cordes vocales constituent essentiellement un générateur de sons contrôlable en hauteur; les autres organes influent sur les variations du timbre, et les transitoires constituant l'articulation, comme nous l'avons noté. Les sifflantes ne sont pas produites par les cordes vocales.

Dans les divers types de machines qui parlent, on s'est, d'ailleurs, efforcé évidemment, beaucoup moins d'imiter le langage sous tous ses aspects, qu'étudier l'importance des paramètres essentiels pour l'intelligibilité de la parole.

La voix humaine est, en fait, une suite de silences, de parties mélodiques dues à la vibration des cordes vocales, et de bruits plus ou moins sourds. Techniquement et quantitativement, la voix est en fait caractérisée essentiellement par deux paramètres, d'une part, la fréquence de vibration des cordes vocales, de 300 à 3 500 Hz, que l'on appelle aussi mélodie de la voix, et d'autre part, l'intensité des vibrations.

On a ainsi, dès le début de l'emploi des techniques modernes étudiées des machines perfectionnées d'analyse de la voix, et même des machines qui parlent paramétriques.

Mais l'attention ne se porte pas seulement à l'heure actuelle sur les machines à langage parlé, mais sur la mise au point de machines à lire et à écouter; leur réalisation suppose aussi évidemment l'utilisation de systèmes d'analyse de la parole, comme de reconnaissance des textes.

Les premières machines qui parlaient

Dès l'Antiquité, semble-t-il, des chercheurs ingénieux ont réalisé des « statues parlantes », merveilles d'acoustique, sinon de mécanique; mais, le plupart du temps, en fait, un homme caché à l'intérieur de la statue parlait, tandis que de longs tuyaux portaient sa voix !

Les ouvrages d'histoire des sciences mentionnent l'existence au cours des siècles d'assez nombreuses « têtes parlantes », mais sans donner des détails sur leur mécanisme et leur fonctionnement. Il a fallu attendre 1780 pour voir apparaître les premières machines automates parlants, fonctionnant réellement sans supercherie.

C'est à ce moment qu'un professeur de physique de

l'Université de Copenhague, Kratzenstein, à l'instigation, d'ailleurs, de l'Académie des Sciences de St. Petersburg, s'efforça de réaliser une machine pouvant, comme un instrument de musique, articuler des mots sous l'action des doigts.

Des facteurs d'orgue habiles pouvaient, à ce moment déjà, faire prononcer à certains tubes des orgues, dits pour cette raison « voix humaine », les lettres « a » et « o » en y posant une soupape ou épiglotte, on y adaptant des tuyaux plus ou moins coniques très fins avec une fente horizontale, ou un biseau resserré pour l'octave aigu.

Kratzenstein était allé plus loin puisqu'il était parvenu à mettre au point une première ébauche de sa machine à parler imitant les voyelles disant « papa, maman » et qui pouvait même chanter.

Ses émules ont été, à la même époque, un physicien hongrois le Baron Wolfgang de Kempelen, bien connu depuis lors pour la réalisation de son fameux automate joueur d'échecs qui réussit, dit-on, à battre Napoléon; il y a eu aussi, en France, un abbé passionné de mécanique, l'abbé Mical, continuateur des travaux du célèbre Vaucanson.

Ces recherches et ces travaux, malgré leurs imperfections, enthousiasmaient les contemporains: au début du XIX^e siècle, sir David Brewster s'écriait ainsi: « Nul doute

qu'avant un siècle, une machine parlante et chantante se compte au nombre des conquêtes de la Science ».

Par des moyens purement mécaniques et acoustiques, le XVIII^e siècle européen était déjà arrivé bien près du résultat, et la physique amusante donnait la vie aux vieux rêves de magie. C'était le temps des charmants automates, musiciens et parlants, qui font encore l'étonnement des visiteurs des musées d'Arts et Métiers, et la joie des collectionneurs de plus en plus nombreux.

Au début du XIX^e siècle, d'ailleurs, les recherches dans ce domaine avaient continué. Wheatstone réalisa une machine qui parlait analogue au Collège Royal de Londres, et, dans sa jeunesse, Alexander Graham Bell, l'inventeur du téléphone, expérimenta un appareil de ce genre. Sir Richard Paget, un amateur ingénieux d'essais scientifiques, présente un dispositif simple mais remarquable, le Cheliphone, avec lequel il pouvait produire des paroles articulées en soufflant simplement dans ses mains repliées au moyen d'un chalumeau.

Les machines qui parlent et l'électro-acoustique

L'avènement du téléphone permettait l'utilisation des procédés électriques et électro-acoustiques, au lieu des méthodes purement mécaniques et acoustiques, et la réalisation d'une autre catégorie de machines qui parlent.

Entre les deux guerres mondiales, les chercheurs de l'American Telephone and Telegraph et des Laboratoires Téléphoniques Bell ont ainsi construit plusieurs machines à parler. Dès 1924, Harvey Fletcher pouvait présenter ainsi un appareil à touches émettant des sons de voyelles et deux mots « papa, maman », mais c'est sans doute le Voder, dont le nom dérive de l'expression américaine « Voice Operation

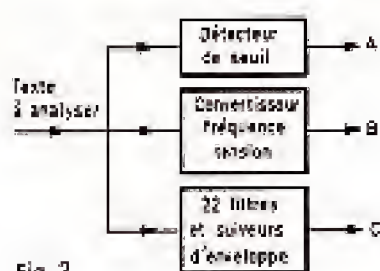


Fig. 2

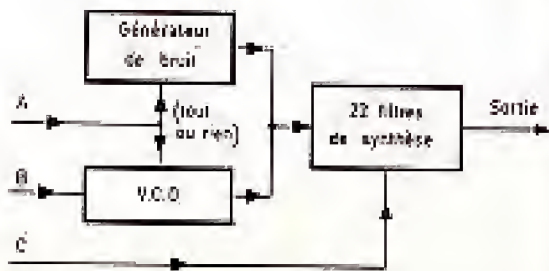


Fig. 3

Demonstrator», mis au point en 1936 par H. Dudley, qui a constitué la première machine à parler moderne en comportant, en particulier, un système très complet d'analyse de la voix.

En 1939, les visiteurs des expositions internationales de New York et de San-Francisco pouvaient déjà écouter une véritable conversation entre un speaker et une machine à parler Voder manœuvrée par une opératrice entraînée. Deux appareils Voder pouvaient aussi bavarder entre eux.

Les Voders sont ainsi des appareils électroniques capables de produire artificiellement la parole au moyen de dispositifs électroniques et électroacoustiques; ils utilisent des montages actifs d'oscillateurs électriques émettant des sons continus de fréquences variables au moyen d'une pédale, et correspondant aux vibrations des cordes vocales pour les sons des voyelles.

Les sons sifflants sont produits normalement en rétrécissant le passage de l'air au moyen de la langue; le voder les fournit par un autre oscillateur. Enfin, les effets de modulation et de résonance du pharynx, de la bouche, et du nez sont imités en utilisant des filtres électriques réglés par des potentiomètres à touches.

Les machines à parler électroniques modernes

Les Vovoders ou Vocodeurs (Voice Operation Coders) sont des appareils récents dont le principe dérive de celui du Voder. Ils sont utilisés pour comprimer la largeur de la bande nécessaire dans les transmissions téléphoniques; ils comportent un analyseur électronique de paroles, qui convertit les signaux sonores de la parole en multiples signaux analogiques, et un synthétiseur électronique de parole, qui produit des sons artificiels correspondant aux tensions de contrôle analogi-



Fig. 4

ques. Il existe ainsi des Vocodeurs réalisés industriellement et qui sont désormais à la portée des amateurs.

En ce qui concerne l'analyse, le vocodeur doit pouvoir analyser et produire des informations correspondant à la fréquence c'est-à-dire à la hauteur, au timbre, c'est-à-dire au spectre, à la présence ou non du son, puisque le langage comporte, comme nous l'avons rappelé, également des silences, qui sont obtenus avec des signaux de déclenchement.

Comme le montre la figure 2, le montage comporte schématiquement un détecteur de seuil A, commandant la mise en service ou non d'un oscillateur à fréquence réglée par variation de tension, et d'un générateur de bruit.

Un convertisseur de fréquence-tension B produit une tension proportionnelle à la fréquence de la fondamentale de la voix à analyser; enfin, le montage renferme en C, 22 filtres d'analyse permettant d'obtenir 22 tensions proportionnelles à l'amplitude du signal.

Cette analyse permet de produire toutes les informations nécessaires pour la reconstitution de la voix. Ces données sont utilisées pour la synthèse; un oscillateur commandé par variation de tension et piloté par les informations provenant de B contrôle ainsi la hauteur de la voix synthétique.

Les signaux de déclenchement provenant du montage A permettent de commander par tout ou rien le fonctionnement ou non de l'oscillateur et du générateur de bruit. Un inverseur commande ce générateur de bruit soit en permanence soit uniquement sur les siffantes, ce qui permet d'assurer une tonalité très naturelle à la voix de synthèse.

Enfin, les informations provenant de C permettent de contrôler en temps réel l'amplitude des signaux fournis par chacun des 22 filtres de synthèse. On peut ainsi simuler électriquement l'articulation produite par les résonateurs du système vocal humain, les cavités nasale, buccale et la langue (fig. 3).

En remplaçant l'oscillateur par un générateur externe, tel que l'orgue, ou tout autre instrument, il est donc possible d'envisager une autre application que la production simple des paroles et d'obtenir des effets très intéressants puisqu'on peut ainsi faire parler en quelque sorte, l'instrument en question (fig. 4 et 5).

Utilisé d'une manière autonome, sans être contrôlé par un ordinateur, le Vocodeur est, en fait, un système de traitement; pour obtenir un signal à la sortie, il faut lui injecter des signaux d'entrée.

On peut ainsi lui transmettre deux séries de signaux d'entrée; l'un est constitué par un texte parlé, enregistré ou non, l'autre est une source

d'excitation quelconque, par exemple un orgue, mais, dans le cas d'un texte enregistré, il faut employer un enregistrement de qualité, sans bruit de fond, souffle ou ronflement.

On connecte la sortie d'un magnétophone, par exemple, à l'entrée correspondante et l'orgue électronique, s'il y a lieu, à l'entrée d'excitation; on règle le volume et lorsqu'on joue une mélodie ou des accords, l'orgue semble « parler ». Le texte et la partie musicale doivent être écrits l'un pour l'autre, et l'on peut mélanger les sons de l'orgue avec les signaux, grâce au dispositif de mélange final incorporé dans l'appareil.

Développement et progrès des vocodeurs

Les Vocodeurs ne sont pas seulement des machines qui parlent, curieuses et amusantes, ce sont des appareils remarquables dont les applications peuvent être très importantes et très diverses pour la téléphonie et les télécommunications de tous genres y compris l'informatique.

Les recherches dans ce domaine sont donc nombreuses et intéressantes, elles sont effectuées dans les laboratoires officiels des différents pays. Le Centre National d'Etudes et de Télécommunications

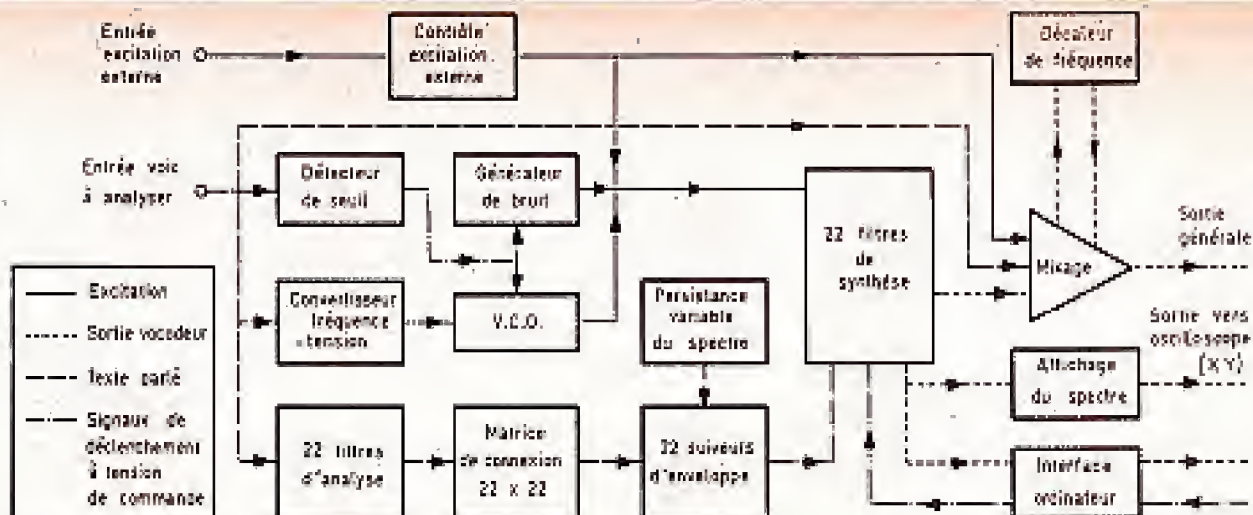


Fig. 5

de Lannion (C.N.E.T.) avait ainsi réalisé dès 1968 un Vocodeur à canaux comportant un détecteur de mélodie permettant de déterminer la fréquence de vibration des cordes vocales, avec 12 filtres très sélectifs sur la bande passante de 200 à 4 000 Hz. A la sortie de ces filtres, on mesurait l'énergie, c'est-à-dire l'intensité de la vibration.

Ces deux informations, fréquence de vibrations et intensité sonore sont transformées en langage binaire, et transmises à un ordinateur qui conserve dans sa mémoire les données numériques de différents sons ou de différents mots. Pour obtenir une seconde de langage parlé, il est nécessaire de mesurer 50 à 100 fois par seconde la valeur de ces deux grandeurs. Des machines paramétriques utilisant les paramètres essentiels pour l'intelligibilité de la parole avaient déjà été étudiés il y a une vingtaine d'années sous une forme moderne.

Les six paramètres choisis sont l'amplitude des vibrations du larynx, ou force de la voix, sa fréquence, les fréquences de trois formes d'ondes assimilables, en principe, à la résonance des trois voyelles les plus basses, enfin l'intensité des sons sifflants.

Pour produire une émission donnée, les variations de chacun des facteurs étaient inscrites sur un support à six pistes transparentes. Ce support pouvait être balayé, par exemple, par un spot lumineux et derrière la plaque on plaçait

une cellule photoélectrique. Les six signaux électriques variables obtenus contrôlaient six générateurs sonores; l'émission pouvait être constituée de voyelles et de syllabes. La vitesse d'élocution pouvait être augmentée ou ralentie; les gammes des générateurs pouvaient être modifiées pour donner l'impression d'une voix de femme ou d'enfant.

Les ordinateurs qui parlent

Les ordinateurs et sous leur forme réduite, les micro-processeurs, savent désormais tout faire, calculer, dessiner,

composer la musique et les images, diriger les machines-outils et les automobiles, les avions, sinon tout simplement les appareils électro-acoustiques et les radio-récepteurs, simuler toutes les activités de l'intelligence humaine.

Il ne leur manquait plus que la parole, mais, désormais, ils commencent à parler, grâce au synthétiseur de paroles.

Les ordinateurs qui parlent ne sont pas seulement des machines curieuses figurant dans les films de cinéma, ils peuvent rendre de grands services dans tous les centres de renseignements, les centres de calcul, les banques, les centres de documentation et pour tous les types d'applications, en fait, des ordinateurs.

Les réponses vocales peuvent être assurées par deux catégories de systèmes, les dispositifs analogiques et numériques. Les premiers utilisent simplement des mots et des phrases enregistrés par un speaker sur un tambour magnétique; l'ordinateur retrouve simplement l'adresse d'un mot au moment voulu, et compose les phrases en indiquant l'ordre dans lequel les mots doivent être émis, en intercalant des périodes de silence.

Les vocabulaires sont ainsi plus ou moins limités et, par suite, les applications sont elles-mêmes limitées. On ne peut ainsi employer un appareil de ce genre dans un centre de liaison par correspondance, où

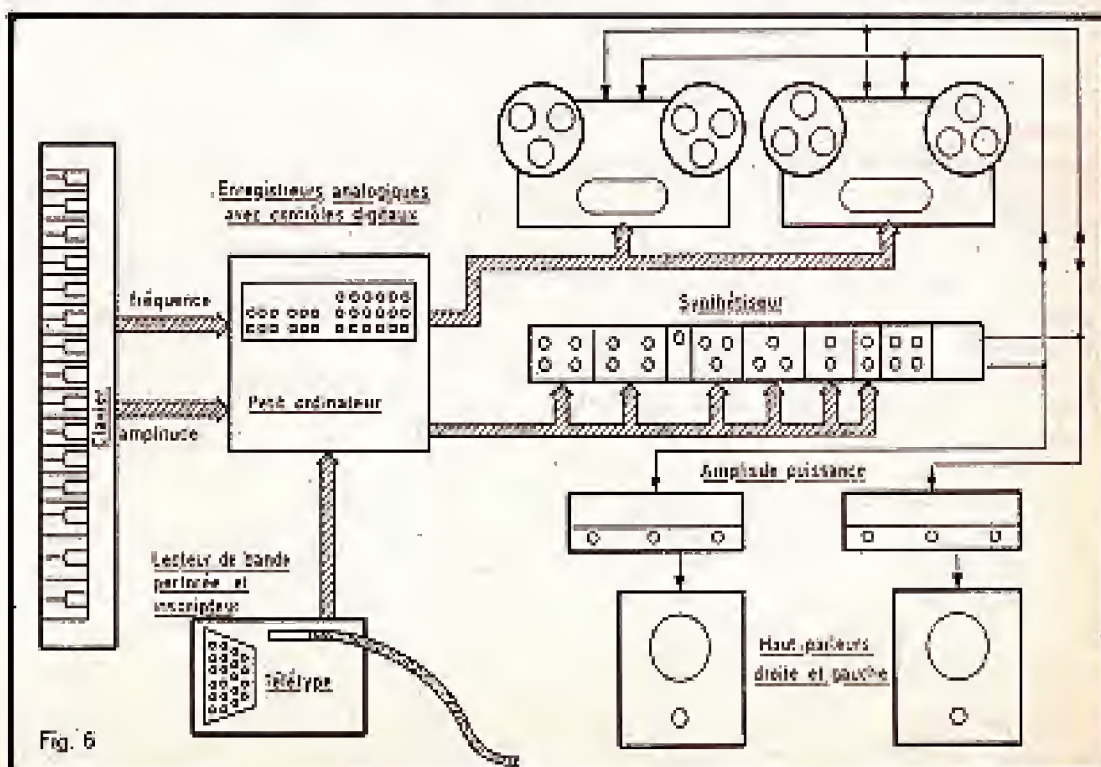


Fig. 6

il faut considérer des milliers d'informations différentes.

L'utilisation des mémoires holographiques étudiée à l'Université de Toulouse peut permettre cependant d'enregistrer des mots et des syllabes photographiquement, avec des dimensions extrêmement réduites, sous forme de modulation d'amplitude sur les pistes sonores de films cinématographiques.

A partir de chaque photographie d'une syllabe, on réalise une plaque de micro-hologramme de la taille d'une tête d'épingle. Pour reconstituer un mot, il suffit de lire les plaques correspondantes constituant un mot, à l'aide d'un faisceau laser. Déjà, des installations de ce genre ont été réalisées à Paris, et l'horloge parlante pilotée par un ordinateur a été probablement la première machine parlante à parler.

Une grande banque possède, d'ailleurs, depuis quelque temps, un appareil à réponse vocale analogique permettant à chacun des employés de l'agence ou des guichets d'entrer en liaison avec l'ordinateur central. L'opérateur transmet la question par son clavier à touches et reçoit les réponses vocales de l'ordinateur.

Mais, en fait, ce sont les synthétiseurs numériques produisant la parole à partir de chiffres binaires contenus dans la mémoire des ordinateurs, qui offrent le plus d'intérêt d'avenir. Pour utiliser ce procédé, il faut d'abord analyser exactement la parole afin de pouvoir la coder; on utilise donc des analyseurs dont nous avons expliqué précédemment le principe.

L'analyseur permet d'obtenir des informations transformées en langage binaire transmises vers l'ordinateur, qui les conserve dans sa mémoire, sous forme d'images numériques.

Pour produire ensuite une voix, il faut extraire ces images numériques et les recomposer, c'est-à-dire effectuer le processus inverse de celui de l'analyse.

Un synthétiseur de paroles à canaux comprend ainsi un jeu

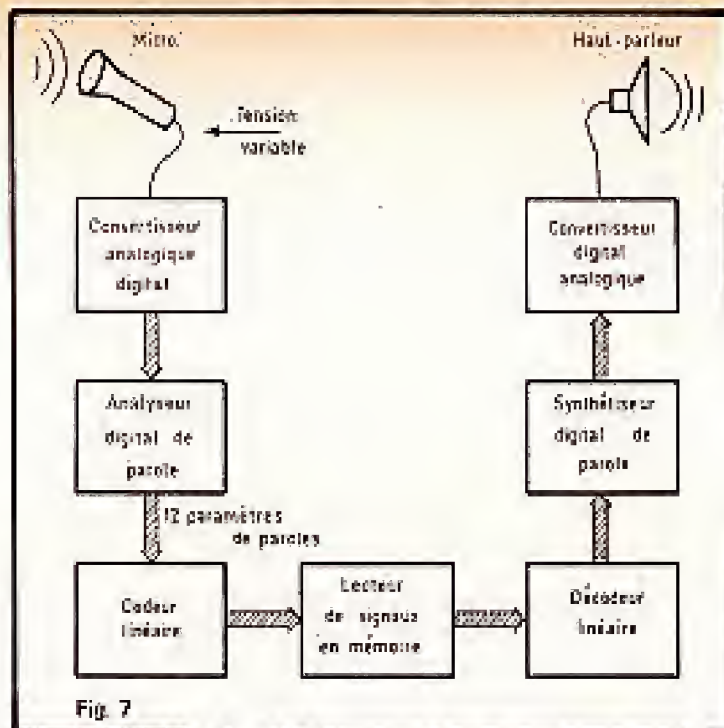


Fig. 7

de filtres, dont le fonctionnement est commandé par la valeur des énergies enregistrées dans l'ordinateur et, en même temps, en envoi un signal périodique selon la nature du son désiré; l'ensemble de ces signaux est alors transmis à un haut-parleur (fig. 6).

Mais, il y a plusieurs manières de synthétiser ainsi la parole. On peut analyser et stocker dans la mémoire de l'ordinateur des mots entiers, ou simplement des sortes de syllabes. Dans le premier cas, on compose les phrases à l'aide de mots, dans le second on produit d'abord les mots avec lesquels on construit des phrases.

Considérons la phrase: « Retenez-moi une place de bateau ». Lors d'une synthèse par mots, l'ordinateur retrouve les cinq mots et les classes par ordre afin de construire la phrase.

Lors d'une synthèse par syllabes, la machine cherche les syllabes « re, té, nez, moi, une, pla, ce, de, ba, teau », puis recompose les mots avant de former la phrase.

En théorie, l'ordinateur doit simplement placer bout à bout les mots ou les syllabes pour obtenir la sortie d'une phrase très compréhensible, mais il y a des difficultés.

L'intonation, l'accent tonique, sont déficients, les mots les syllabes sont extraits d'un

contexte pour être employés dans des phrases nouvelles. Pour éviter ces difficultés, les chercheurs ont dû mettre au point d'importants programmes d'ordinateurs qui modifient immédiatement les intonations des mots suivant leur place dans la phrase, et les accents toniques suivant la situation de la syllabe dans le mot.

La plupart des applications utilisent actuellement des synthétiseurs comportant ainsi des vocodeurs à canaux. Le CNET étudie, par exemple, un système de réponse vocale qui doit permettre à chaque abonné du téléphone de connaître le coût de sa dernière communication, le chiffre indiqué par son compteur téléphonique ou le nouveau numéro d'appel des abonnés. De même, on étudie des procédés d'informatique, qui devraient permettre aux abonnés du téléphone d'interroger les centres d'ordinateurs fournissant verbalement à l'abonné les résultats des travaux demandés aux calculateurs.

On a également mis au point des dispositifs automatiques transmettant aux avions par l'intermédiaire d'un synthétiseur à canaux des informations météorologiques.

Au CNRS le Laboratoire d'Informatique a mis au point un « loophone » synthétiseur de paroles capable de traduire un texte transmis par un clavier

en un message sonore; c'est un synthétiseur à canaux sans vocodeur, mais avec un sonographe, appareil permettant une représentation graphique de la parole sur une bande de papier, ou sonogramme. Des teintes plus ou moins foncées représentant l'intensité de la vibration; la fréquence est indiquée en ordonnées et le temps en abscisses. Les informations contenues dans le sonogramme sont converties sous la forme numérique, puis envoyées dans une mémoire, avant d'être restituées par un loophone.

D'autres chercheurs préfèrent caractériser la voix par la fréquence et l'amplitude des intensités maximales de vibration ou « formants », avec des circuits résonnants jouant un rôle équivalent à celui du conduit vocal.

Les plus récents modèles semblent comporter un dispositif de simulateur de conduit vocal. La parole est produite naturellement par la vibration de cordes dans des cavités résonnantes. Pour rendre la voix artificielle plus rapprochée de la voix naturelle, on peut être tenté de simuler l'appareil vocal, comme le faisaient les chercheurs du XVIII^e siècle.

Mais, il ne s'agit plus seulement d'employer des éléments mécaniques et acoustiques, il faut mettre en équation des circuits électroniques jouant un rôle analogue.

En tout cas, dès à présent, la synthèse de la parole seule est promise à de nombreuses applications pratiques: la vente par correspondance, la réservation de places d'hôtel, de théâtre, de chemin de fer, d'avion, de renseignements de tous genres, techniques, pratiques, scientifiques, industriels, commerciaux et mêmes médicaux.

La machine à parler miniature

Un fabricant américain de Chicago utilisant des circuits intégrés de Texas Instruments a réussi à réaliser une machine

Transformateurs et selfs de filtrage par L. L'Hopitault et F. Thomas

Cet ouvrage est probablement unique dans son genre, car il est à la fois utile, pratique, clair et efficace.

Grâce à ce livre, le lecteur professionnel ou amateur, pourra réaliser avec succès, tous les transformateurs d'alimentation et selfs de filtrage dont il pourrait avoir besoin, en utilisant les abaques et les tableaux numériques, que les auteurs ont établis pour faciliter la détermination et la construction de ces composants.

Extrait du sommaire : Introduction - Composants - Bobinages - Calcul - Autotransformateurs - Essais - Selfs de filtrage.

Un volume broché de 110 pages. Avec 15 tableaux et 30 abaques. Format 15 x 21. Couverture couleur. Prix : 16 F.

En vente chez votre librairie habituelle ou à la Librairie Parisienne de la Radio, 43, rue de Dunkerque, 75010 Paris.

Diffusion aux libraires : E.T.S.F., 2 à 12, rue de Bellevue, 75019 Paris.

Montages électroniques amusants et instructifs par M. Schreiber

Deuxième édition du recueil de M. Schreiber, un auteur que professionnels et amateurs connaissent bien. Grâce à lui, vous pourrez réaliser rapidement et avec succès un grand nombre de montages et bien comprendre leur fonctionnement. Parmi les circuits décrits signalons un récepteur dans une boîte d'allumettes, un orgue de Barbarie, un générateur de formes d'onde, deux systèmes pour allumer l'un en se peignant les cheveux, l'autre en frappant sept fois etc.

A la portée d'un grand nombre de lecteurs : ces montages ne font pas appel à des notions techniques difficiles.

(Edité par ETSF - 150 p. - 118 schémas - 35 F).

Les enceintes acoustiques Hi-Fi stéréo par P. Hémardinquer et M. Léonard

Une étude très détaillée et complète sur le fonctionnement, la construction et l'adaptation des enceintes acoustiques les plus intéressantes, les plus pratiques et les plus diverses. Reprenant souvent des principes anciens, les réalisations proposées ne nécessitent pas la plupart du temps de connaissances spéciales. Cette troisième édition a été augmentée de nombreuses descriptions d'enceintes acoustiques économiques, réalisables

à l'aide de meubles d'appartement. On y trouvera également des exemples d'enceintes omni-directionnelles.

(Edité par ETSF, collection Technique Poche - 128 p. - 106 schémas - 19 F).

Manuel Siemens Matériel BOB5

Nouvelle parution en français de la bibliographie « Microprocesseurs » de Siemens. Un ouvrage traitant de la philosophie du système SAB BOB5 et donnant les spécifications complètes des composants de ce concept ainsi que des nouveaux circuits intégrés 8 bits. Ce manuel comprend également une description du jeu d'instructions et plusieurs exemples d'application. (200 F port et emballage compris, disponible à la société Sactipe, 15, rue de Terre-Neuve, 75020 Paris).

parler particulièrement ayant aspect d'un calculateur électronique à touches de dimensions légèrement plus grandes que celles d'un modèle de poche (fig. 7).

Adapté à une mémoire et à un micro-processeur, le circuit intégré au silicium peut produire une émission de paroles d'une durée de 200 secondes, avec un vocabulaire de plus de 100 mots. Il est possible de lui ajouter une mémoire auxiliaire, et d'obtenir ainsi une production de paroles de plus de 10 minutes.

Les informations nécessaires sont contenues dans des éléments destinés à l'énoncé de lettres simples; les autres permettent de former des phrases de plusieurs mots, à partir des informations contenues dans les mémoires. Les circuits intégrés peuvent fournir des signaux de forme analogue assurant une fidélité suffisante pour la production de paroles intelligibles.

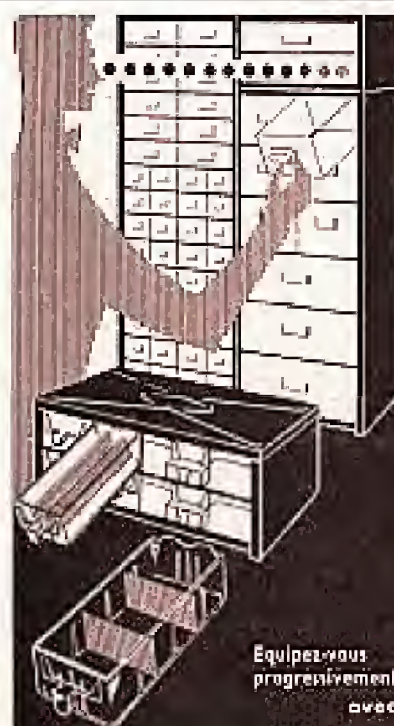
Les machines qui lisent et qui parlent

Un autre problème dont la solution est rendue possible par les synthétiseurs de paroles consiste à réaliser des machines qui parlent, capables de déchiffrer les textes généralement imprimés, et de les traduire directement en paroles.

Dans ce but, il a d'abord fallu établir une machine capable de reconnaître les lettres et les chiffres imprimés courants, puis, à partir de ces lettres reconnues, d'effectuer la reconstitution des mots et des lettres grâce à une machine simulant la voix humaine.

Dans ce domaine aussi, les recherches ont été nombreuses et diverses et les résultats obtenus remarquables. Les applications prévues sont utiles et intéressantes et nous espérons pouvoir les signaler.

P. HÉMARDINQUER



L'ORDRE TRANSPARENT!

POUR TOUS

VOS PETITS OBJETS

DANS CES TIROIRS

TRANSPARENTS
DIVISIBLES

70 MODÈLES
de CLASSEURS

Équipez-vous
progressivement
avec

CONTROLEC

CATALOGUE SUR DEMANDE

CONTROLEC

7 bis, rue Robert-Schuman

94-ABLON (près Orly) 597.09.50

NOUVEAU! TIROIRS opaques
super-solides

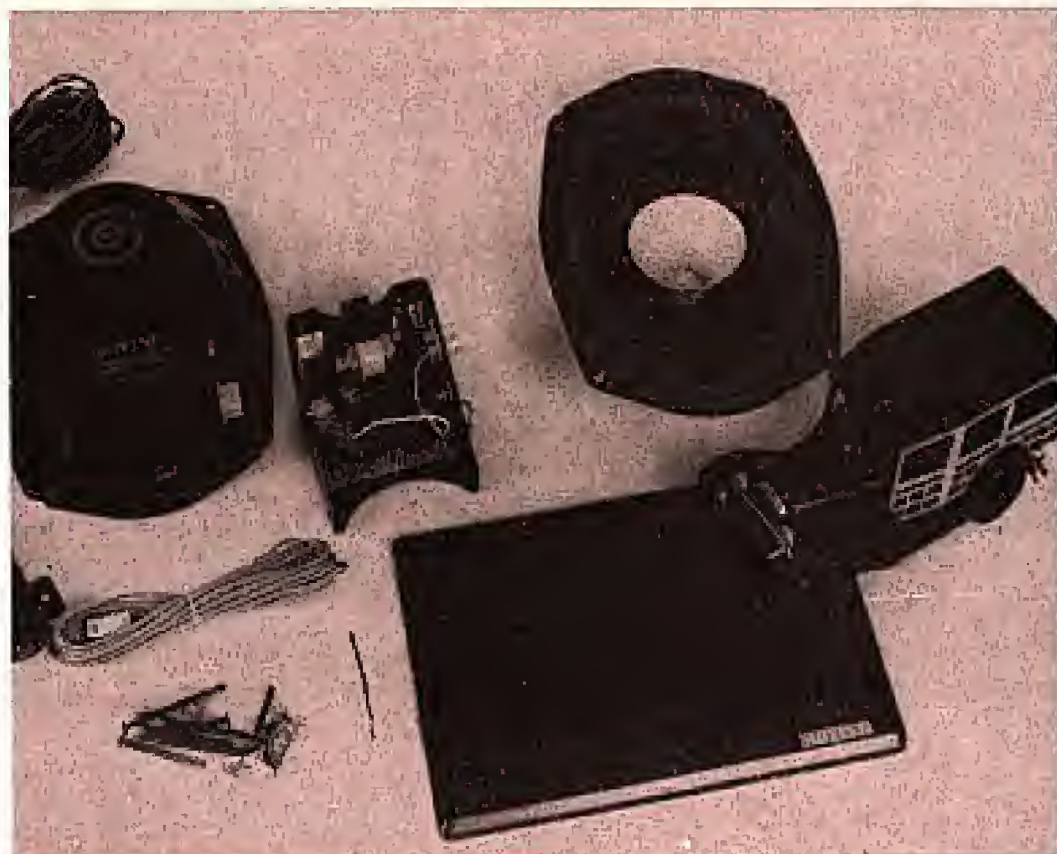
SYSTEME D'ENCEINTES POUR VOITURE

EQ 1

ADVENT

AVEC

EGALISATION



LE système est proposé par Advent, l'une des plus importantes firmes d'enceintes acoustiques américaines ; on doit aussi à cette firme l'un des premiers, sinon le premier magnétophone à cassette à Dolby et, dans un autre domaine, celui de la vidéo, un projecteur de TV à usage domestique. Dans le domaine audio, Advent vient aussi de mettre sur le marché un simulateur de salle d'écoute permettant de retrouver les caractéristiques acoustiques d'une salle de concert.

Le projet EQ 1 est moins ambitieux. Advent ne pouvait se permettre de lancer n'importe quoi. La HiFi dans la voiture, c'était bien tentant, encore fallait-il posséder un local d'écoute confortable, bien dimensionné, ce qui n'est pas le cas. L'intérieur d'une voiture, c'est une boîte de verre, de métal et de rembourrages divers.

Le constructeur s'est donc lancé dans des études d'acoustique d'intérieurs de voiture et en a déduit certains des accidents acoustiques typiques, ceux que l'on peut trouver sur la plupart des voitures. Bien entendu, cela se passe à l'échelle des Etats-Unis, et on pourrait se demander ce qui se passa en Europe. Nous avons vérifié la qualité acoustique de l'installation, dans une CX (une voiture un peu plus grande que la moyenne). Le résultat mérite une écoute et même l'installation immédiate de l'ensemble...

Les haut-parleurs, conçus par Advent, ont été calculés pour être installés à l'arrière de la voiture. Leur face dirigée vers le haut. Le son doit être rayonné vers le haut, la vitre arrière servant à réfléchir le son.

Un haut-parleur classique placé dans ces conditions très particulières (une sorte de

pavillon) donnera un son très coloré, c'est pourtant ce que l'on utilise souvent en voiture.

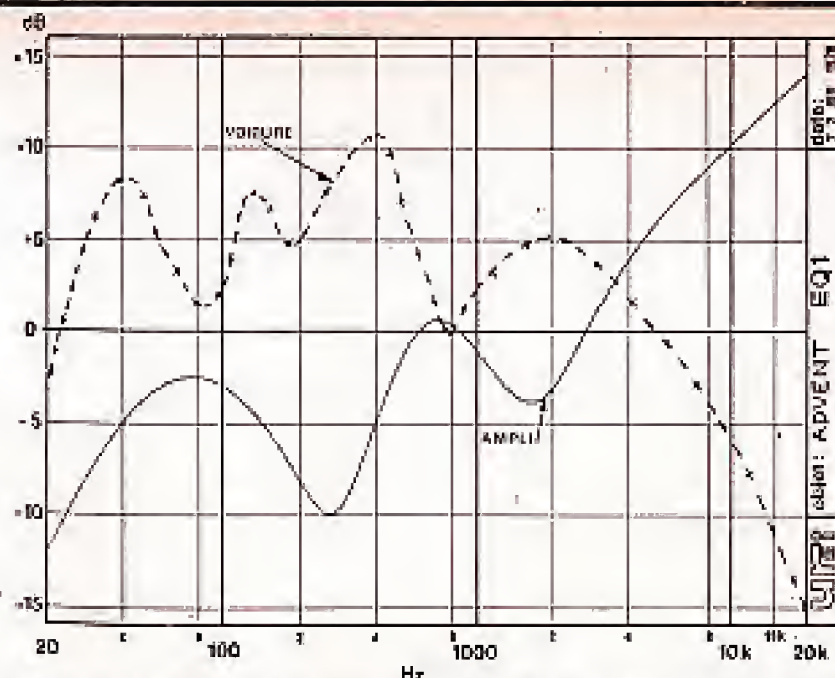
La courbe en pointillé, due à Advent, donne la réponse d'une enceinte placée dans de telles conditions. Suivant l'emplacement des haut-parleurs, on observera un déplacement des fréquences.

La solution pour remédier à ces inconvénients c'est de construire un filtre présentant les caractéristiques inverses. Cette technique est délicate et exige de la puissance (il faut remonter les aigus ou affaiblir les basses si on effectue un filtrage passif). Cette technique avait été préconisée par Siare pour ses 2015. Par contre, avec des enceintes actives, c'est-à-dire dans lesquelles il y aura un amplificateur, il sera possible de modeler la courbe avant l'amplificateur. Le signal traversera des filtres actifs.

Le système EQ 1

Il se compose non de deux « enceintes », comme nous l'avons laissé entendre, mais de deux haut-parleurs un peu particuliers. Leur appendice c'est un amplificateur. Une boîte prismatique d'aluminium protège un amplificateur associé à un filtre actif. L'alimentation se fait à partir de la batterie de la voiture, le signal audio peut arriver de deux façons : soit d'un amplificateur de puissance, d'un auto-radio ou d'un lecteur de cassette amplificateur, soit d'un lecteur sans amplificateur (Nakamichi 25 par exemple). Dans un cas, l' liaison se fait par fils double non blindés, dans l'autre cas par un fil blindé terminé par une prise « Phono » RCA. Une résistance de charge remplace les haut-parleurs normaux.

Les deux haut-parleurs et leur amplificateur sont livrés avec une série d'accessoires



Courbe A. - Courbe de réponse en fréquence de l'amplificateur Advent EQ 1. En pointillé, relevé expérimental de l'acoustique d'une voiture. HP à l'arrière.

La mise en service est manuelle, pas de possibilité de commande automatique par l'intermédiaire de l'auto-radio. Un interrupteur est livré avec l'ensemble, son bouton type pousse-pousse est garni d'un voyant rouge. Il reçoit la tension de batterie par l'intermédiaire d'un fusible de protection.

Les câbles sont suffisamment longs pour être installés dans une voiture américaine, donc aucun souci à se faire pour les françaises.

Deux câbles plus fins sont fournis pour aller des sorties de l'autoradio aux entrées des amplis. Pour les liaisons à bas niveau, en fil blindé, il faut se les procurer séparément.

Deux grilles de matière plastique spéciale résistant aux agressions du soleil protégeront les membranes (du soleil et de la poussière).

Les voitures américaines sont importantes, c'est vrai. Les haut-parleurs sont elliptiques et ont une membrane de 6 pouces par 9 soit 152 x 228 mm. La suspension est en mousse plastique à structure fermée. La membrane est à double cône, un pour le grave, un pour l'aigu. Le constructeur a préféré cette formule à celle d'un haut-parleur à plusieurs composants dont les centraux sont mal « baf-flés ». La charge acoustique

des haut-parleurs sera à l'intérieur du coffre, un volume au moins aussi important que celui d'une enceinte d'appartement (nous avons ici un seul volume d'air pour les deux haut-parleurs avec intercommunication totale...).

La profondeur du haut-parleur (8 centimètres) exclut un montage dans les portières. C'est donc un haut-parleur très spécialisé.

L'amplificateur

Nous avons un amplificateur à transistors dont les éléments de puissance sont un TIP 42 et un 41; donc deux transistors complémentaires. Un transistor se charge de la stabilisation thermique. Une dizaine de transistors se chargeront de toutes les fonctions, dont l'égalisation.



Photo A. - Un des amplificateurs correcteurs (technique traditionnelle).

L'amplificateur est monté sur un circuit imprimé, les condensateurs les plus lourds sont collés par une colle à chaud (une colle sans doute utilisée aussi pour les enceintes). Une self de sortie est fixée par collier, l'ensemble est donc sérieusement conçu pour une utilisation mobile.

Mesures

La puissance de sortie est de 8,7 W avec une tension d'alimentation de 14,4 V, une charge de 2 Ω (c'est l'impédance du haut-parleur et à 1 000 Hz).

Pas question de donner de sensibilité d'entrée, un coup d'œil à la courbe de réponse vous donnera l'explication. Cette courbe est sensiblement inverse de celle relevée expérimentalement par le constructeur. On constate une non-linéarité hors du commun. L'important est évidemment le résultat acoustique que l'on ne peut prévoir ici.

Le taux de distorsion harmonique mesuré à pleine puissance et à 1 kHz est de 0,13 %, c'est très bien. On note que le constructeur ne donne aucune caractéristique technique. Il construit un ensemble capable de sonoriser une voiture, c'est tout. Le rapport signal/bruit est de 74 dB sans pondération, toutes les performances sont donc très bonnes. Il n'est pas nécessaire de les cacher.

Conclusion

Enfin un sang neuf pour la sonorisation automobile. On vous avait proposé des haut-parleurs multiples très jolis et assez chers. Un exemple à suivre de près, les résultats d'écoute sont là pour le prouver. Il faudra tout de même régler le correcteur de timbre à votre goût, c'est un peu le point faible des auto-radios actuels, ils ne sont pas encore à la hauteur d'un EQ 1...

LE RECEPTEUR

GRUNDIG

SATELLIT 3000

C'EST le monde entier au bout du doigt qui nous est offert avec cet appareil d'une grande qualité et qui regroupe toutes les possibilités de réception mises à la disposition des amateurs avertis. Rares en effet sont les récepteurs destinés au grand public qui couvrent de 0,5-1 à 30 MHz sans interruption en plus de la gamme grandes ondes et de la bande modulation de fréquence 87,5 à 108 MHz.

Ajoutons à cela que la fréquence d'écoute peut être lue directement, et avec une précision plus que raisonnable, sur 14 afficheurs numériques de grande dimension et que l'utilisateur dispose, bien en vue sur la face avant d'une horloge à affichage numérique à cristaux liquides totalement indépendante du récepteur lui-même puisque alimentée par ses propres piles.

Afin de rendre ce récepteur utilisable en toutes circonstances, son alimentation s'effectue soit à partir du secteur (110 ou 220 V) soit à l'aide de piles, soit avec une batterie rechargeable au moyen du bloc secteur incorporé dans ce dernier cas l'autonomie est de 35 heures minimum après une

charge d'environ 15 heures, soit enfin à partir d'une alimentation continue extérieure comprise entre 10 et 18 V (batterie voiture ou bateau).

Les gammes d'ondes sont sélectionnées au moyen de six boutons poussoirs et permettent de couvrir :

- la gamme modulation de fréquence
- les gammes d'ondes courtes 3 à 10
- la gamme d'ondes courtes 2
- la gamme d'ondes courtes 1
- la gamme petites ondes
- la gamme grandes ondes.

La gamme modulation de fréquence peut être parcourue en continu ou bien il est possible de choisir l'un des six émetteurs présélectionnés par l'utilisateur en commandant l'une des 6 touches prévues à cet effet. La réception peut être améliorée dans ce cas en connectant sur l'une des fiches situées à l'arrière de l'appareil un dipôle pour bande FM qui remplacera avantageusement l'antenne télescopique incorporée.

Les gammes d'ondes courtes 3 à 10 couvrent de 5 à 30 MHz avec la répartition suivante :

- gamme 3 : 5 à 6,85 MHz
- gamme 4 : 6,6 à 8,4 MHz
- gamme 5 : 8,2 à 10,55 MHz
- gamme 6 : 10,5 à 13,2 MHz
- gamme 7 : 12,9 à 16,3 MHz
- gamme 8 : 15,8 à 19,8 MHz
- gamme 9 : 18,35 à 23,5 MHz
- gamme 10 : 23,4 à 30 MHz

et de plus il est possible d'étaler une partie de bande sur toute la largeur du cadran de réglage, les gammes couvertes sont alors les suivantes :

- 5,91 à 8,26 MHz
- 6,99 à 7,32 MHz
- 9,4 à 9,9 MHz
- 11,6 à 12,1 MHz
- 15 à 15,7 MHz
- 17,4 à 18,1 MHz
- 20,9 à 21,9 MHz
- 25,4 à 26,5 MHz

On voit donc immédiatement toutes les possibilités d'écoute des quatre coins du monde qu'offre cet appareil avec toute latitude pour recevoir les radio-amateurs transmettant en bande latérale unique puisque le constructeur a prévu un bloc de détection télégraphie et BLU.

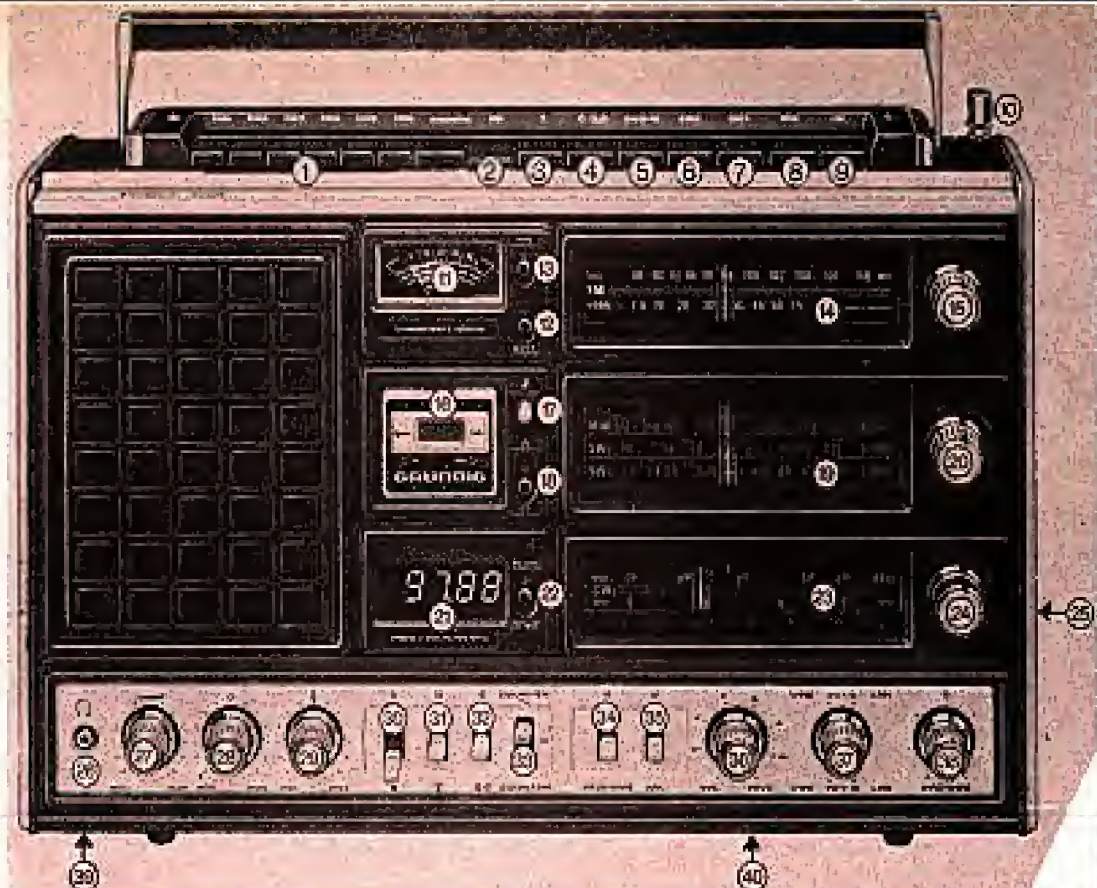
Un recueil de toutes les stations officielles avec leurs fréquences d'émission est livré

avec l'appareil ce qui permet à l'aide de l'affichage digital de la fréquence reçue de retrouver aisément une station de radio-diffusion ou d'identifier une station inconnue.

En dehors de ses possibilités de réception des ondes électriques, le Satellit 3000 est équipé d'entrées pour platine tourne-disque, pour magnétophone (aussi bien en lecture qu'en enregistrement) et de sorties pour haut-parleur supplémentaire 4 Ω ainsi que pour casque 4 Ω , dont l'utilisation met hors service le haut-parleur intérieur de l'appareil.

On notera à propos du haut-parleur, que celui-ci peut être complété par un second, installé d'origine dans l'appareil et dont le rôle est d'étendre la gamme de reproduction vers les fréquences les plus élevées, son action étant particulièrement efficace dans la gamme

- 1 Stations FM pré-réglées
- 2 FM manuelle
- 3 Commande antenne exté-
rieure
- 4 Commande platine tourno-
disque / magnétophone
- 5 OC₃ à OC₁₀
- 6 OC₂
- 7 OC₁
- 8 PO
- 9 GO
- 10 Antenne télescopique
- 11 Vu-mètre
- 12 Contrôle pile
- 13 Commutateur CAF
- 14 Cadran FM
- 15 Réglage FM
- 16 Horloge digitale
- 17 Accord d'antenne
- 18 Filtre de bande
- 19 Cadran GO / PO / OC₁ /
OC₂
- 20 Réglage du cadran 19
- 21 Fréquencemètre digital
- 22 Commutateur bandes étalées
- 23 Cadran OC₃ à OC₁₀
- 24 Réglage du cadran 23
- 25 Sélecteur OC₃ à OC₁₀
- 26 Prise casque
- 27 Réglage volume
- 28 Réglage graves
- 29 Réglage aigus
- 30 Marche / Arrêt
- 31 Commutateur d'éclairage



- 32 Commande haut-parleur
zigus
- 33 Fonctionnement fréquen-
cemètre

- 34 BFO
- 35 ANL
- 36 Réglage d'amplification

- 37 Commutateur USB / LSB
- 38 Réglage BFO
- 39 Compartiment piles

FM ainsi qu'en reproduction tourne-disques ou magnétophones, puisque le spectre de fréquences transmises est beaucoup plus étendu que pour la réception des gammes OC, PO, GO.

La présentation de l'ensemble est très agréable, la finition irréprochable et toutes les commandes d'un accès très facile pour l'utilisateur. Trois cadrans de réglage totalement indépendants permettant de couvrir toutes les gammes indiquées ci-dessus, un pour la modulation de fréquence, un pour les grandes ondes, les petites ondes et les ondes courtes 1 et 2, et le troisième pour les ondes courtes 3 à 10, la commutation de ces dernières s'effectuant à l'aide d'un rotateur qui, en même temps que la commutation électrique, fait tourner un tambour de section octogonale dont les huit faces sont graduées pour chacune des huit bandes.

Cet appareil est vraiment d'une classe tout à fait exceptionnelle destiné à des amateurs exigeants, il couvre d'une

façon parfaite des gammes inhabituelles qui satisferont pleinement les habitants des régions lointaines mal desservies par les stations commerciales, ainsi que les radioamateurs qui pourront continuer à écouter le monde entier en tout lieu et en toutes circonstances avec une qualité de réception que peuvent lui envier bien des appareils spécialement adaptés.

Résumé des caractéristiques techniques

Alimentation : 8 piles 1,5 V ou accumulateur Dryfit 476 ou secteur 110/220 V.

Consommation : sur piles 40 à 50 mA sans signal, 65 à 75 mA avec signal ; sur secteur 4 W sans signal, 14 W avec signal.

Précision du fréquencemètre : ± 1 kHz en AM ; ± 10 kHz en FM.

J.-C. PIAT

Gammes d'ondes :

FM	= 87,5	- 108 MHz	
GO	= 145	- 420 kHz	
PO	= 510	- 1620 kHz	
OC ₁	= 1,6	- 3,5 MHz	(187 - 85 mètres)
OC ₂	= 3,3	- 5,2 MHz	(90 - 58 mètres)
OC ₃	= 5	- 6,65 MHz	(60 - 45 mètres)
OC ₄	= 6,6	- 8,4 MHz	(45,5 - 36 mètres)
OC ₅	= 8,2	- 10,55 MHz	(36 - 28,5 mètres)
OC ₆	= 10,5	- 13,2 MHz	(28,5 - 23 mètres)
OC ₇	= 12,9	- 16,3 MHz	(23,5 - 18,5 mètres)
OC ₈	= 15,8	- 19,8 MHz	(19 - 15,5 mètres)
OC ₉	= 18,35	- 23,5 MHz	(16,5 - 13 mètres)
OC ₁₀	= 23,4	30 MHz	13 - 10 mètres)

Bandes étalées :

OC ₃	= 5,91	- 6,28 MHz	149 mètres)
OC ₄	= 6,99	- 7,32 MHz	140 et 41 mètres)
OC ₅	= 9,4	- 9,9 MHz	131 mètres)
OC ₆	= 11,6	- 12,1 MHz	125 mètres)
OC ₇	= 15	- 15,7 MHz	119 mètres)
OC ₈	= 17,4	- 18,1 MHz	116 mètres)
OC ₉	= 20,9	- 21,9 MHz	113 et 15 mètres)
OC ₁₀	= 25,4	- 26,5 MHz	111 mètres)

Puissance de sortie : 2,5 W sur piles ; 5 W sur secteur.

Poids : 9 kg.

Dimensions : 500 x 290 x 120 mm.

ABC de L'ELECTRONIQUE

LES AMPLIFICATEURS

DANS le précédent ABC, on a donné la classification des amplificateurs, de signaux électriques et précisé les gains de tension G_v , de courant G_i et de puissance G_p . On a également indiqué les largeurs de bande et les fréquences médianes des bandes passantes.

Ces données pouvant être mesurées à l'aide d'un appareillage simple mais pouvant devenir très onéreux si les mesures doivent être très précises.

Les distorsions

Lorsqu'un amplificateur est parfait, nommé à « haute fidélité » dans le domaine de la basse fréquence, le signal de sortie doit, à l'amplitude près, reproduire le signal d'entrée. Cela est montré à la figure 1 en (A) et (B).

En (A) on indique la forme sinusoïdale du signal appliqué à l'entrée de l'amplificateur. En ordonnées on a inscrit la tension en chaque instant du signal et en abscisses, le temps t .

Les maxima positifs et négatifs sont $+0,1$ V et $-0,1$ V. On sait que l'on a : tension de crête = $C \cdot 1$ V,

tension crête à crête = $0,2$ V, valeur efficace

$$0,707 \cdot 0,1 = 0,0707 \text{ V.}$$

En (B) on a représenté la tension de sortie. En ordonnées, la tension est en volts et vaut 1 V au maximum. Il y a par conséquent un gain G_v de $1/0,1 = 10$ fois.

En (C) on a représenté une tension de sortie ayant subi une déformation. En effet, il est visible sur la figure que les sommets des alternances positives sont aplatis et leur ordonnée est de $0,7$ V au lieu de 1 V.

Dans ces conditions, l'amplification n'est pas constante.

On dit qu'il y a distorsion d'amplitude; tant que la tension d'entrée est inférieure à une certaine valeur, celle de sortie sera proportionnelle à la tension d'entrée. Dès que la tension d'entrée dépassera une certaine valeur, la tension de sortie ne lui est plus proportionnelle.

Cela est montré à la figure 2.

En abscisses on a inscrit la tension d'entrée e et en ordonnées, celle de sortie e_s .

Tant que $e < 0,25$ V, la tension de sortie vaut 10 fois celle d'entrée, donc $e_s = 10 e = 2,5$ V.

La « courbe » est la droite Oa .

Lorsque $e > 0,25$ V, la tension e_s devient de plus en plus petite que $10 e$.

La courbe représentative est la portion $a b c \dots$

Ainsi, lorsque $e = 0,1$ V, $e_s = 0,4$ V au lieu de 1 V. Pratiquement, quel que soit l'amplificateur, même dit HiFi (haute fidélité) il ne peut admettre à l'entrée n'importe quelle tension e . La valeur la plus élevée admissible est indiquée par le constructeur de l'amplificateur et au-delà de cette valeur, la tension de sortie e_s ne sera plus proportionnelle à celle d'entrée.

Dans un excellent amplificateur phonographique pour PU piézoélectrique, la valeur maximum admissible peut être, par exemple, de $0,5$ V seulement.

Sur la même figure, la droite ob représente le cas où il n'y a pas de distorsion d'amplitude, du moins pour des valeurs de e ne dépassant pas $0,5$ V. La distorsion d'amplitude peut être mesurée aisément à l'aide des appareils de mesure cités dans le précédent ABC.

A la figure 3 on indique à nouveau d'une manière simplifiée, le montage de mesures. L'amplificateur est disposé entre le générateur et l'indica-

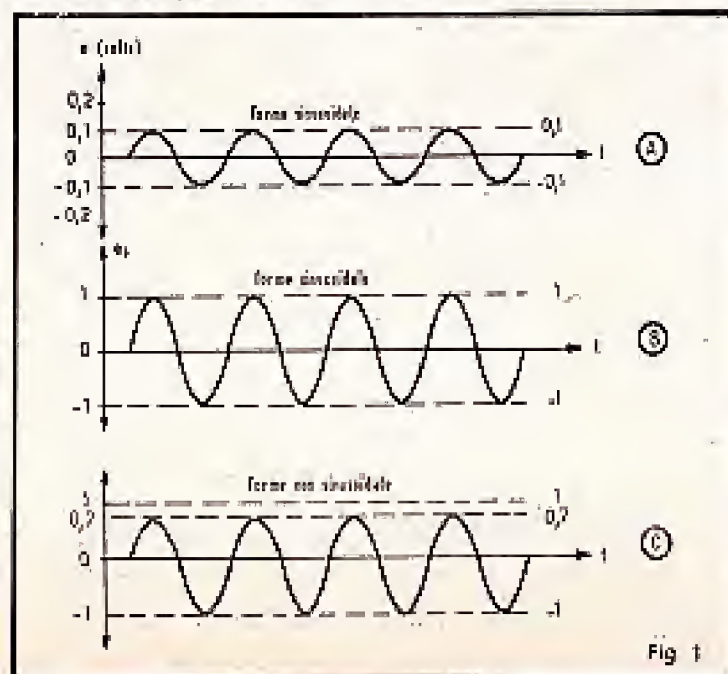


Fig 1

teur. On peut voir que les deux réglages essentiels du générateur de tension sinusoïdale sont celui de fréquence f et celui de tension e .

Pour effectuer la mesure de la distorsion d'amplitude, on règle le générateur sur une fréquence fixe, par exemple 1000 Hz. On donne ensuite différentes valeurs à la tension e du signal qui est appliqué à l'entrée de l'amplificateur. Ces valeurs peuvent être comprises, par exemple, entre 0 V et 0,5 V. On effectuera des mesures à 0, 0,1, 0,2, 0,3, 0,4 et 0,5 V.

La sortie de l'amplificateur donne une tension e_s qui peut être lue sur l'indicateur.

Supposons que la mesure ait donné les résultats suivants:

Tension d'entrée e (volts)	Tension de sortie e_s (volts)	Gain (fois)
0	0	—
0,1	1	10
0,2	2	10
0,3	2,75	9,16
0,4	3,25	8,12
0,5	3,5	7

La représentation graphique est justement la courbe $a'b'$ de la figure 2.

Si l'amplificateur était meilleur, on aurait trouvé un gain

de 10 pour toutes les valeurs de e jusqu'à 0,5 et la courbe représentative aurait été Oab de la même figure. Des mesures analogues peuvent être effectuées à d'autres fréquences.

Distorsion de fréquence. Courbe de réponse

Pour définir ce genre de distorsion, on considère toute une série de signaux sinusoïdaux de fréquences croissantes, à partir de zéro (continu) jusqu'à une fréquence élevée limite supérieure, déterminée par le genre de l'amplificateur consi-

déré. Dans un amplificateur BF, la limite supérieure sera 10 000 Hz ou plus, 20 000 Hz par exemple.

La tension d'entrée sera à

amplitude fixe, par exemple 0,1 V et à fréquence variable.

On effectuera des mesures avec l'appareillage de la figure 3 en choisissant, par exemple les fréquences suivantes: 10, 20, 40, 80, 160, 320, 640, 1250, 2500, 5000, 10 000 et 20 000 Hz.

On opérera de la manière suivante:

- 1) Réaliser le montage de la figure 3.
- 2) Régler le générateur sur 10 Hz et 0,2 V.
- 3) Lire la tension de sortie e_s .

4) Recommencer l'expérience à toutes les autres fréquences de la liste donnée plus haut.

5) Inscrire pour chacune la valeur de e_s .

On disposera ainsi des données nécessaires pour construire la courbe de réponse en fréquence de l'amplificateur.

Soit un gain de 8 fois à $f = 1250$ Hz, on suppose que les autres gains sont égaux ou inférieurs à celui-ci, selon le tableau ci-après.

Fréquence f (hertz)	Tension d'entrée e (volts)	Tension de sortie e_s (volts)	Gain (fois)
10	0,2 V	0,6	3
20	0,2 V	1,14	5,7
40	0,2 V	1,44	7,2
80	0,2 V	1,6	8
160	0,2 V	1,6	8
320	0,2 V	1,6	8
640	0,2 V	1,6	8
1 250	0,2 V	1,6	8
2 500	0,2 V	1,6	8
5 000	0,2 V	1,6	8
10 000	0,2 V	1,6	8
20 000	0,2 V	1,5	7,5
40 000	0,2 V	1,2	6

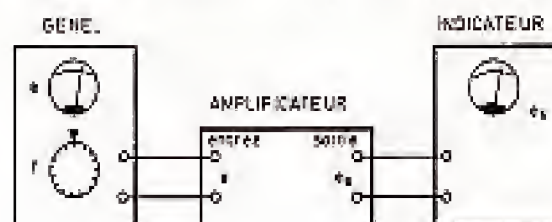
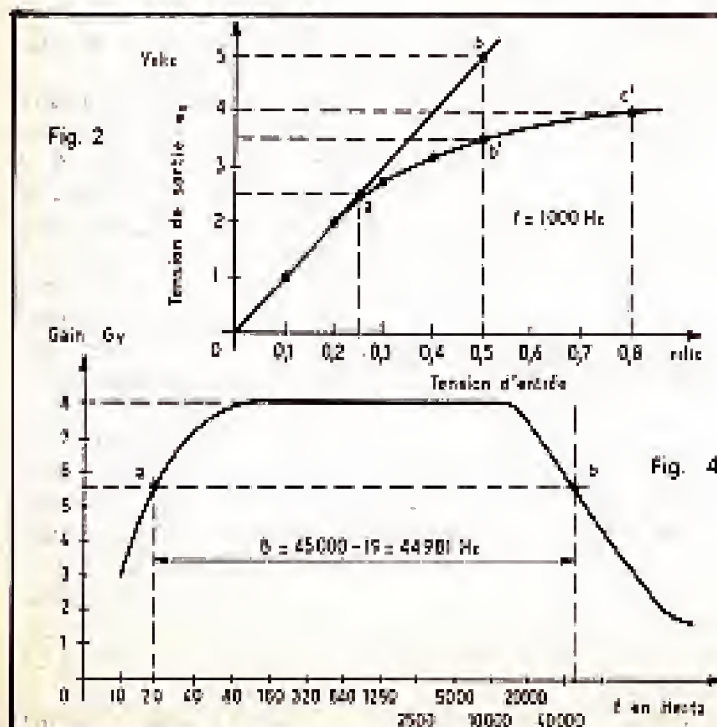


Fig. 3

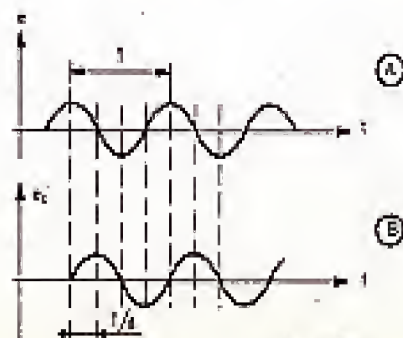


Fig. 5

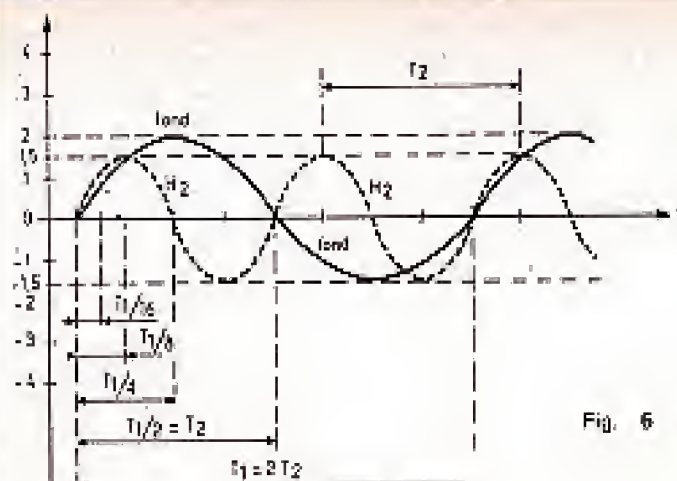


Fig. 6

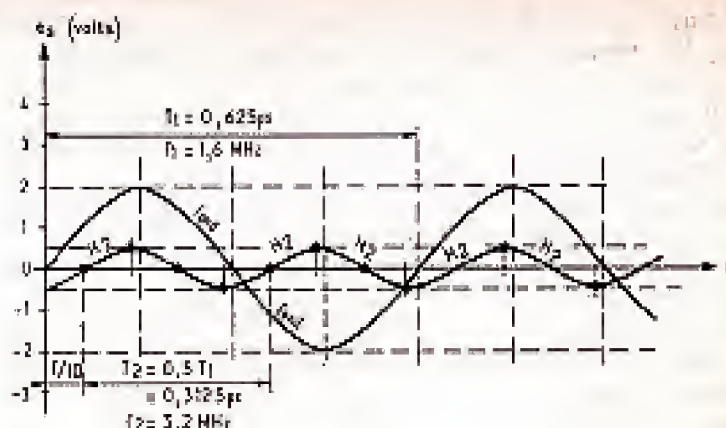


Fig. 7

Avec ces données, on a pu construire la courbe de la figure 4 où f est en abscisses et le gain $G_v = a_v/a$, en ordonnées. La réponse est linéaire de $f = 80 \text{ Hz}$ à $f = 15\,000 \text{ Hz}$.

La bande passante, pour une atténuation de 30 % est déterminée par la droite parallèle à l'axe des abscisses, d'ordonnée :

$$G_v = 0,7 \cdot 8 = 0,56$$

Cette droite coupe la courbe aux points a, b, d'abscisses $f = 19 \text{ Hz}$ et $f = 45\,000 \text{ Hz}$, donc la bande est

$B = 45\,000 - 19 = 44\,981$, soit $45\,000 \text{ Hz}$ environ.

Différence de phase

Soit (voir fig. 5 A) la tension d'entrée de période T et par conséquent de fréquence $f = 1/T$.

Soit e_s une autre tension représentée en (B) de la même figure.

On constate que :

- 1) La tension e_s a exactement la même forme que la tension d'entrée e .
 - 2) Elle est décalée de la tension d'entrée d'un temps $T/4$.
- En effet, les maxima positifs des deux tensions sont écartés d'un temps $T/4$. Il y a un décalage de temps qui correspond à une différence de phase φ qui se détermine comme suit.

A la période totale T correspond un angle de phase de 360° (ou 2π).

A la durée $T/4$, l'angle de phase est 90° (ou $\pi/2$).

Entre les tensions considérées, il y a un déphasage de 90° ou $\pi/2$.

Déphasage de deux tensions de fréquences différentes

Considérons deux tensions, l'une de fréquence $f_1 = 1/T_1$ et l'autre de fréquence $f_2 = 1/T_2$. Supposons que $f_2 = 2f_1$, ce qui implique que $T_1 = 2T_2$ ou $T_2 = T_1/2$. Sur la figure 6 on a représenté ces deux tensions sinusoïdales, celle à la fréquence f_1 est désignée sous le nom de fondamentale et celle à la fréquence $f_2 = 2f_1$ est l'harmonique 2, H_2 .

Supposons qu'au temps $t = 0$, les deux tensions soient croissantes en commençant par zéro volt. Les amplitudes des deux tensions sont par exemple 2 V pour la fondamentale et 1,5 V pour H_2 .

Pour simplifier, on utilisera un amplificateur de gain $G_v = 1$.

Deux cas peuvent se présenter :

1) A la sortie, on constate que les deux tensions sinusoïdales partent de zéro en même temps et en augmentant. Dans ce cas, les tensions de sortie se présentent de la même manière que celles d'entrée. On pourra les représenter comme celles d'entrée (voir fig. 6).

2) A la sortie, les deux tensions ne sont pas disposées mutuellement de la même manière. Pour prendre un exemple simple, supposons

qu'elles se présentent comme indiqué à la figure 7. Dans ce cas particulier, la fondamentale part de zéro en croissant tandis que H_2 part plus tard en augmentant. Il est donc certain que la tension H_2 de fréquence $2f$, a subi un décalage de temps, qui, dans le cas considéré, est de $T_1/10$.

La tension H_2 est donc en retard de $T_1/10$ sur la tension fondamentale, à la sortie, ce qui prouve qu'il y a distorsion de phase de H_2 par rapport à la fondamentale. Remarquons également que cette distorsion de phase pour H_2 s'accompagne d'une distorsion d'amplitude : l'harmonique 2 n'a pas autant été amplifié que la fondamentale. Dans cet exposé, on ne considérera que la période T_1 , celle de la fondamentale.

Composition de n tensions sinusoïdales

Soit maintenant une tension de forme quelconque, différente de la forme sinusoïdale. On démontre que toute tension périodique non sinusoïdale se compose de la somme d'un nombre n fini ou infini, de tensions sinusoïdales, de fréquences $f, 2f, 3f, \dots, nf$.

Pour simplifier, soit une tension non sinusoïdale périodique se composant de deux tensions sinusoïdales seulement.

Nous avons choisi justement les deux tensions « FOND » et H_2 de la figure 6, donc $n = 2$. Comme la tension périodique

non sinusoïdale est la somme de ces deux tensions, pour trouver sa forme, il suffira d'additionner à diverses abscisses, leurs ordonnées. Nous avons effectué ce travail pour la première période T de la tension considérée.

Ainsi (voir fig. 6), on a trouvé :

A $t = 0$ les tensions sont

$$0 + 0 = 0,$$

$$\text{A } t = T/16, \text{ on a } 1 + 0,5 = 1,5 \text{ V.}$$

$$\text{A } t = T/8, \text{ on a } 1,5 + 1 = 2,5.$$

$$\text{A } t = 3T/16, \text{ on a } 1,75 + 1,25 = 3.$$

$$\text{A } t = T/4, \text{ on a } 2 + 0 = 2.$$

$$\text{A } t = 5T/16, \text{ on a } 1,75 - 1,25 = 0,5.$$

$$\text{A } t = 3T/8, \text{ on a } 1,5 - 1,5 = 0.$$

$$\text{A } t = 7T/16, \text{ on a } 1,75 - 1 = 0,75.$$

$$\text{A } t = T/2, \text{ on a } 0 + 0 = 0.$$

En continuant ainsi jusqu'à $t = T$, on a obtenu les sommes portées en ordonnées, à la figure 8. Soit, d'autre part, le cas où les deux signaux, sont représentés à la sortie, par ceux de la figure 7. En effectuant l'addition des ordonnées des deux tensions composantes, on obtient la tension résultante de la figure 9.

En comparant les deux formes de courbe des figures 8 et 9, on constatera, qu'une tension non sinusoïdale, soumise à une distorsion en phase, donnera à la sortie une forme différente de la tension considérée, appliquée à l'entrée de l'amplificateur.

Précisons que la forme

inversée d'une forme donnée n'est pas considérée comme une distorsion (voir fig. 10).

Par exemple, si à la sortie, on obtenait la courbe symétrique par rapport à l'axe du temps, il y aurait simplement inversion et non distorsion de phase.

Ce qui est vrai pour une tension à deux composantes, reste vrai pour une tension à n composantes, n pouvant être infini.

Voici à la figure 11, la courbe de réponse et le décalage de temps de l'amplificateur représenté à la figure 12.

Distorsiomètre et analyseur de spectre

Il y a une certaine parenté entre les deux appareils de mesure connus sous les noms indiqués ci-dessus. L'analyseur de spectre permet de connaître les amplitudes des composantes sinusoïdales d'un signal non sinusoïdal comme les coefficients A_1, A_2, \dots, A_n , amplitudes des signaux sinusoïdaux. Le résultat de l'analyse est un « spectre de fréquences » comme celui de la figure 13.

En ordonnées, on a indiqué les amplitudes relatives, la plus grande étant celle désignée par 1.

Dans cet exemple de spectre, on voit que la fondamentale a la maximum d'amplitude, 1. Le second harmonique a la fréquence 2 f, a une amplitude relative de 0,833 et ensuite les harmoniques suivants ont les amplitudes relatives, 0,5 ; 0,75 ; 0,916 ; 0,333 ; 0,166.

Un analyseur peut donner des indications jusqu'à un rang très élevé d'harmoniques.

Le distorsiomètre ne donne généralement que les premiers harmoniques, par exemple le fondamental, le second harmonique et le troisième, ce qui permet de calculer approximativement la distorsion totale, sous forme de pourcentage. Lorsque ces appareils sont très perfectionnés, ils peuvent donner les résultats en lecture directe.

Le calcul de la distorsion s'effectue à l'aide de la formule

$$K_1 = \frac{\sqrt{A_2^2 + A_3^2 + \dots + A_n^2}}{A_1}$$

En pratique, on mesure la distorsion totale approximative, lorsque A_2 et A_3 sont très réduits par rapport à A_1 . Soit par exemple :

$$\begin{aligned} A_1 &= 1 \\ A_2 &= 0,1 ; A_2^2 = 0,01 \\ A_3 &= 0,05 ; A_3^2 = 0,0025 \end{aligned}$$

La distorsion est alors :

$$K_1 = \frac{\sqrt{0,0125}}{1} = 0,11$$

ou en pourcentage

$$D = 11 \%$$

Les très bons amplificateurs HiFi actuels ont une distorsion encore plus réduite, par exemple 0,1 % et moins encore !

Pour plus de précision, on devra calculer K_2 :

$$K_2 = \sqrt{\frac{A_2^2 + A_3^2 + \dots + A_n^2}{A_1^2 + A_2^2 + A_3^2 + \dots + A_n^2}} = \frac{1,50}{1,81} = 82,9 \%$$

En prenant le plus grand nombre de termes.

Soit dans notre exemple :

$$\begin{aligned} A_1 &= 1, A_1^2 = 1 \\ A_2 &= 0,1, A_2^2 = 0,01 \\ A_3 &= 0,05, A_3^2 = 0,0025 \end{aligned}$$

les autres termes étant négligeables devant A_1 .

On aura dans ce cas un numérateur égal à 0,11 et un dénominateur égal à :

$$\sqrt{1 + 0,01 + 0,0025} = 1,0062$$

$$K_2 = \frac{0,11}{1,0062} = 0,1093$$

d'où $D = 10,93 \%$

Dans l'exemple du spectre de la figure 13 et en limitant à deux harmoniques notre calcul, on a, avec la formule simplifiée :

$$\begin{aligned} A_1 &= 1, \\ A_2 &= 0,833, A_2^2 = 0,7, \\ A_3 &= 0,5, A_3^2 = 0,25 \end{aligned}$$

cela donne :

$$K_2 = 0,974,$$

c'est-à-dire :

$D = 97 \%$, ce qui est énorme. Alors qu'avec la formule exacte, nous obtenons :

$$K_2 = \frac{\sqrt{0,833^2 + 0,7 + 0,5 + 0,25}}{1 + 0,833^2 + 0,7 + 0,5 + 0,25}$$

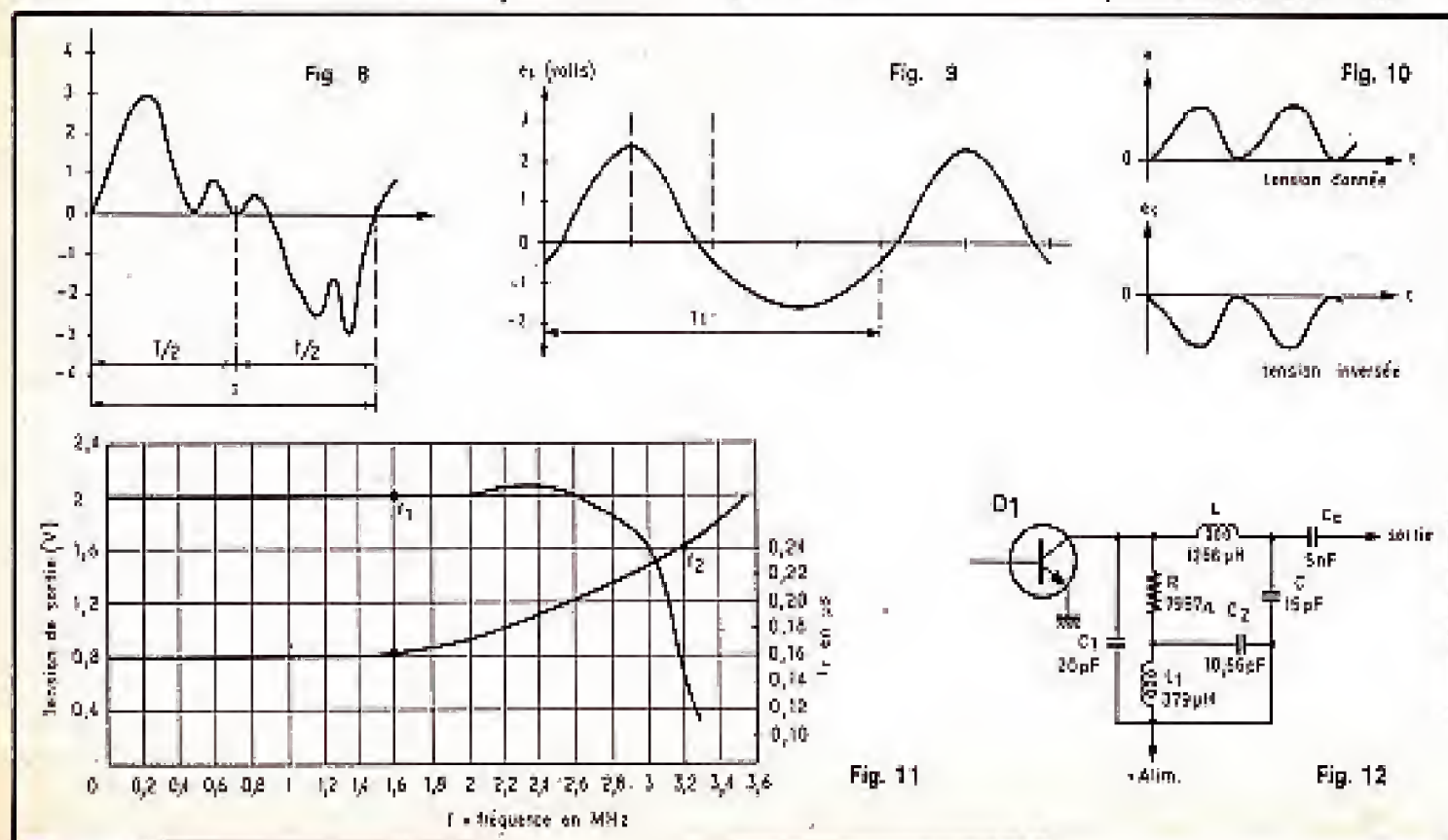
$$= \frac{1,50}{1,81} = 82,9 \%$$

On voit que pour les taux importants de distorsion, la formule exacte est plus recommandée que la formule approchée qui, elle, est d'une très bonne précision pour les faibles taux.

Amplificateur vidéo-fréquence

Comme on l'a défini dans le précédent ABC, un amplificateur est à vidéo fréquence si sa bande dépasse largement la limite supérieure de 20 kHz, pouvant atteindre des valeurs comme 100 kHz, 1 MHz, 10 MHz, 200 MHz.

La courbe de réponse doit alors être, autant que possible, linéaire depuis une fréquence basse très faible, par exemple 20 Hz, jusqu'à la limite supérieure, avec des atténuations de 30 % aux deux limites.



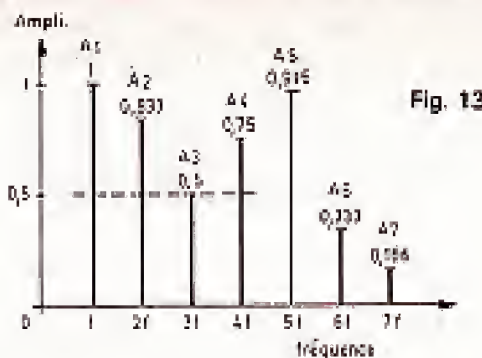


Fig. 13

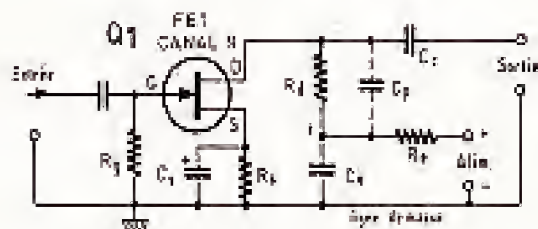


Fig. 15

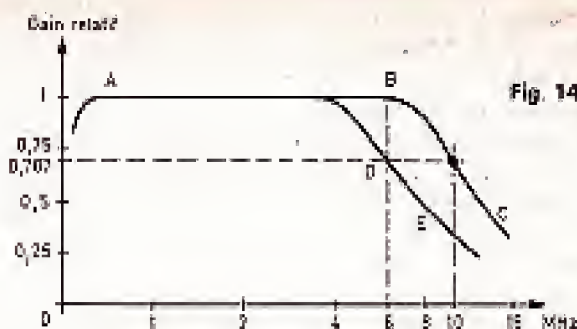


Fig. 14

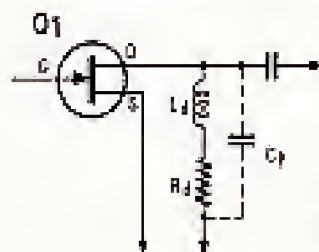


Fig. 16

Voici à la figure 14 les courbes de réponse d'un amplificateur VF pour téléviseur 625 - 19 lignes. La courbe ABC a une bande de 10 MHz et la courbe ADE, une bande de 20 MHz (625 lignes).

Du côté des BF (basses fréquences), on n'a pas indiqué la fréquence de 20 Hz.

Une courbe linéaire de ce genre s'obtient avec des étages amplificateurs à résistances-capacité ou avec des étages amplificateurs, à éléments à correction.

On donne à la figure 15 un exemple d'étage amplificateur résistances-capacités pour la F. Nous avons choisi un transistor à effet de champ (FET) canal N, avec ses électrodes : = grille, équivalente à la base, = source, équivalente à l'émetteur, = drain, équivalent au collecteur.

En ne considérant l'atténuation aux fréquences élevées,

qu'à la sortie, la valeur de R_d dépend de la fréquence à laquelle l'atténuation doit être de 30 %, par exemple $f_h = 10$ MHz.

La capacité parasite doit être connue. On a alors :

$$f = \frac{1}{2\pi R_d C_p}$$

avec f en hertz, R_d en ohms, C_p en farads.

On connaît $f = 10$ Hz, $C_p = 10$ pF = 10^{-11} F.

Pour calculer R_d , écrivons la formule sous la forme :

$$R_d = \frac{1}{2\pi f C_p}$$

$$\text{ou } R_d = \frac{10^{11}}{6,28 \cdot 10^7} = \frac{10\,000}{6,28}$$

$$= 1\,590 \, \Omega.$$

Le gain sera, dans de nombreux cas, suffisant et pourra atteindre 10 à 20 fois ou plus.

Pour augmenter le gain, on améliorera le montage de la figure 15 en lui ajoutant des bobines de correction.

Voici à la figure 16 le plus simple, dit à bobine de correction shunt. Sur cette figure, le schéma des connexions de la source S du découplage, à partir du point x et celui du circuit de grille, est comme celui de la figure précédente. La bobine L_1 est en série avec R_d . Pour des valeurs convenables de L_1 , la courbe peut descendre moins vite que lors de l'absence de cette bobine.

Cela est visible sur la figure 17.

On a choisi une fréquence f_h élevée, proche de la limite supérieure de la bande à des fréquences des signaux à amplifier, par exemple $f_h = 9$ MHz, la bande étant 10 MHz.

La courbe D représente le cas idéal où le gain relatif est constant jusqu'à f_h et au-delà.

La courbe A représente le gain lorsque l'amplificateur est à résistances-capacités. On voit qu'à $f = f_h$, le gain relatif est 0,9. Si l'on dispose en série

avec R_d (voir fig. 16), la bobine L_1 , le gain peut être représenté par la courbe B de la figure 17. On voit qu'à $f = f_h$, le gain est encore 1, donc la réponse est excellente.

On peut effectuer une correction plus prononcée. Pour des valeurs convenables de R_d et L_1 , il est possible d'obtenir une réponse comme celle indiquée par la courbe C.

Le gain à $f = f_h$ est 1,1. Ensuite, si $f > f_h$, le gain diminue rapidement.

L'intérêt d'une réponse comme C est important. Supposons qu'il y ait deux étages dans un amplificateur VF, le premier ayant une réponse comme celle représentée par la courbe A.

On donnera au deuxième étage une réponse comme celle indiquée par la courbe C.

On voit que les gains à $f = f_h$ des deux étages sont 0,9 et 1,1, donc le gain global sera $0,9 \cdot 1,1 = 0,99$, donc proche de 1, c'est-à-dire linéaire.

Un autre schéma d'étage VF avec bobine de correction est celui de la figure 18. La bobine L_2 est en série dans la connexion de liaison avec l'étage suivant. Des courbes analogues à celles de la figure précédente, peuvent être obtenues.

L'avantage de l'emploi d'une bobine série est que le gain de l'étage VF est supérieur à celui obtenu avec l'étage à bobine shunt L_1 et bien entendu avec

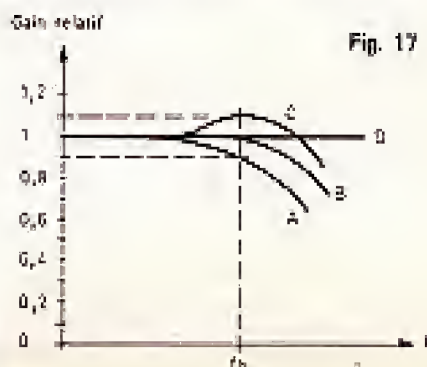


Fig. 17

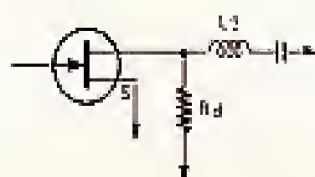


Fig. 18

celui sans bobine. Dans ces montages, le gain est proportionnel à la résistance R_d de drain (ou de collecteur s'il s'agit d'un transistor bipolaire). Ainsi, si $R_d = 4000 \Omega$, l'amplificateur donnera un gain environ deux fois plus grand que si R_d était égal à 2000Ω .

Un gain meilleur encore est obtenu avec le montage dit mixte ou série-shunt. On l'indique à la figure 19 (voir un exemple à la figure 12).

Voici pour terminer, à la figure 20, un autre moyen d'augmenter le gain aux fréquences élevées. Le montage du circuit de drain peut être un de ceux indiqués plus haut qui conservent leurs avantages. Remarquons le circuit de polarisation $R_1 C_1$ monté entre la source S et la masse.

Supposons que la réactance de C_1

$$X_{C_1} = \frac{1}{2 \pi f C_1}$$

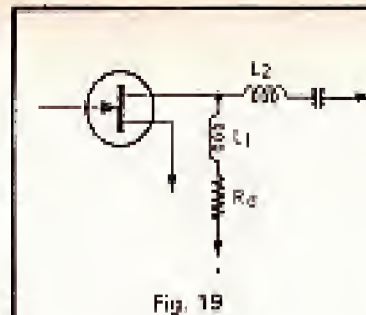


Fig. 19

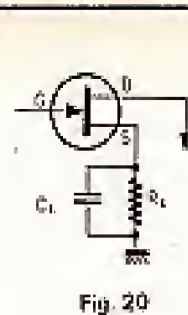


Fig. 20

soit très faible, par exemple 10Ω .

Cela donne la valeur de C_1 . On a

$$\frac{1}{2 \pi \cdot f \cdot 10} \text{ farads}$$

avec f en hertz et X_{C_1} en ohms.

Si $f = 20 \text{ Hz}$, on trouve

$$C_1 = 795 \mu\text{F}$$

Si $R_s = 500 \Omega$ par exemple, le circuit de source a une impédance proche de 10Ω . De ce fait, le gain de l'étage ne dépend pas du circuit de source. Soit maintenant le cas

où l'on prend $X_{C_1} = 10 \Omega$ mais à la fréquence très élevée de 10 MHz par exemple. Dans ce cas, la capacité est égale à :

$$C_1 = \frac{1}{2 \pi \cdot 10^7 \cdot 10} \text{ farads}$$

ce qui donne

$$C_1 = 0,00159 \mu\text{F} = 1,59 \text{ nF}$$

Cette faible valeur de C_1 assurera une impédance de 10Ω environ à 10 MHz , mais à 100 Hz , par exemple, elle sera très élevée. Comme 10 MHz divisé par 100 Hz donne $100\,000$, la réactance

de C_1 sera $159\,000 \Omega$ à 100 Hz . Dans ces conditions l'impédance du circuit de source sera sensiblement 500Ω valeur de R_s .

Il y aura alors une forte contre-réaction de courant et le gain sera diminué aux fréquences basses.

Par contre, il n'y aura qu'un très peu de contre-réaction aux fréquences élevées, donc le gain sera maximum. On aura ainsi favorisé le gain aux fréquences élevées en donnant C_1 une faible valeur.

BLOUDEX ELECTRONIC'S

104, rue Saint-Maur, 75011 PARIS
Tél.: 357.15.09 - Métro: Parmentier

JEUNE EXPEDITION CONTRE
EMBROUSLEMENT. Réglez la
commande par chèque ou mandat

LA PROTECTION ELECTRONIQUE Appartement, pavillon, magasin CENTRALE D'ALARME CT 01

Pre alimentation 220 V avec une régulation de tension, éclairage et charges sonores pour alarme à la place d'alarme.

- 2 circuits d'entrée, il est possible de brancher en série des capteurs, radars, infrarouges, ultrasons, etc.
- 2 circuits d'alarme : A - préalarme (alarme instantanée) ; B - alarme avec temporisation sont possibles ; 1) le temps d'attente 0 à 30 s ; 2) le temps de mise 0 à 60 s ; 3) le temps d'attente 0 à 120 s.
- Circuit anti-hélicoptère et anti sabotage 24-25.
- Circuit alarme auto-arrêtée, auto-protégée.
- Centrale alimentée 5 A/220 Vcc.
- Dimensions : H. 355 L. 275 P. 100



PRIX : 940 F
Frais d'envoi 25 F

SIRENES POUR ALARME SM 122

12 Vcc. Consommation 1 Amp

- Puissance sonore 120 dB

PRIX : 82 F
Frais d'envoi 10 F

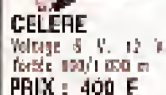


MINI CELERE

Puissance absorbée 20 W. Acoustique 200/300 m

PRIX : 156 F

Frais d'envoi 15 F



CELERE

Volts 6 V, 12 V, 24 V, 220 V, 230 V

fréq. 500/1000 m

PRIX : 400 F

Frais d'envoi 25 F

SIRENE ELECTRONIQUE SE 12 POLICE AMERICAINE

12 V, 0,75 Amp, 110 dB

PRIX : 180 F

Frais d'envoi 15 F



DETECTEUR RADAR SR 12S



Emission-réception de micro ondes. Protection très efficace même à travers des obstacles. Seul mouvement dans le volume protégé permet le retour des micro-ondes. S'adapte sur la centrale d'alarme CT 01. Sécurité contre installation compliquée. Alimentation 12 Vcc. Consommation max 300 mA. Fréquence 10 000 MHz. Angle protégé 180°. Range 120 m. Possibilité d'intervention de 0 à 3". Température - 10° à + 70°. Circuit d'alarme I.R.T. Circuit d'alarme réglable.

PRIX : 1.300 F
Frais d'envoi 30 F

BATTERIE 12 Vcc, 5,5 A
batterie 200 F

CONTACTS instantanés de 10 A/250 V

CONTACTS de choc. Le jeu 10 F

CONTACTS de choc. Le jeu 10 F

CONTACTS de choc. Le jeu 10 F

CONTACTS de choc. Le jeu 10 F

CONTACTS de choc. Le jeu 10 F

BANDES PROFESSIONNELLES

Bandes magnétiques pour
bandes professionnelles
Diamètre 200 mm,
long. 1.000 m, support
dissipatif, dans les
marques : Ampex, Scotch,
Sundisk. Distribué avec très
grand succès, la place 20 F
par 5 27 F, frais d'envoi 10 F,
par 10 : 25 F, frais d'envoi 20 F,
par 50 : 25 F, frais d'envoi 60 F,
par 100 : 20 F, frais d'envoi 120 F.
Par quantité suppléante nous consulter
Par expédition à l'unité.

ENCEINTES ACOUSTIQUES

30 WATTS EFF.

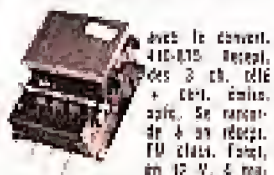
3 voies - Bande passante 30-10 000
Hz. Dim. : h. 53, l. 20, p. 21.

LA PAIRE 490 F
Frais d'envoi 45 F.

20 WATTS

2 voies, LA PAIRE 290 F
Frais d'envoi 45 F et quantité limitée

EXPLOREZ LES UHF



avec le convert.
410-470. Récept.
des 3 ch. UHF
+ 1 ch. émis.
après. Se raccorde
à un récept.
TV class. Ampl.
en 12 V, 5 mW
chez privilégiés et recherche
maître.

Prix 195 F

Frais env. 10 F

DEPOSITAIRE KIT AMTRON

Kit de réception VHF 110-150 MHz.
Excellente sensibilité de réception.
Alimentation pilles incorporée 12 V c.c. Consommation
max. 100 mA. Impédance
8 ohms.

PRIX : 264 F

Frais d'envoi 10 F

RECEPTEUR AM-FM

20-150 MHz. Alimentation 5 V
p.c. Consommation max. 3 mA.

COMPLET : 160 F
Frais d'envoi 15 F

ALIMENTATIONS HAUT PARLEURS ENCEINTES ETC...

UN APERÇU DE NOS PRIX

	PLATINE AKAF	
AP 100	250 F
AM 2400	2 x 45 W.	1.200 F
PLATINE KT AGAF		
CS 702 MK2	3.250 F

AMPLIFICATEUR D'ANTENNES

Large bande (10-150 MHz). Modèle
TV 100 212 F permet de brancher
deux TV à une seule antenne sans
aucun interférence entre les deux
TV. L'ampli TV 100 212 F peut également
être utilisé pour deux récept.
stéréo FM. Gain UHF, 30 dB à 10
dB, 20 dB à 12 dB, Gain UHF 10
dB à 10 dB, 20 dB à 14 dB.

Prix 159 F

Nous consulter pour d'autres
AMPLIFICATEURS D'ANTENNE

L'HEURE ET LES SIGNAUX HORAIRE

PARMI les unités de mesure de la vie courante, l'heure est l'une des plus anciennes. Et surtout, c'est une unité qui n'a jamais été modifiée au cours des siècles, et qui est utilisée uniformément dans le monde entier. Il n'y a jamais eu, dans le domaine du temps, cette multitude confuse des unités de longueur : pieds, pouces, aunes, toises, milles dont la définition variait souvent d'un pays à l'autre et dont la complexité nous pose encore actuellement bien des problèmes.

Il est vrai que l'unité de longueur implique une notion de commerce et de protectionnisme : on ne peut exporter des vis de 6 mm dans un pays où la norme ne connaît que des vis d'un quart de pouce. En revanche, le lever du soleil à 6 h 45, cela ne se vend pas. D'ailleurs, l'heure est la seule unité de mesure qu'on peut obtenir gratuitement en tant qu'étalon. Si vous voulez un étalon précis de tension électrique, vous le payerez d'abord fort cher, puis, pour obtenir des subdivisions de votre volt étalon, il vous faudra encore construire tout autour un appareillage fort coûteux. Alors que la seconde, la minute et l'heure sont diffu-

sées gratuitement par une centaine d'émetteurs de signaux horaires dans le monde entier. Et ce avec une précision absolument extraordinaire, atteignant 10^{-12} . Il n'y a guère autre chose qu'on sache mesurer aussi précisément. Pour le volt, par exemple, 10^{-8} semble une limite difficile à franchir.

L'histoire de l'heure

Certes, personne n'a jamais sérieusement essayé de modifier ce système curieux qui nous fait subdiviser la journée en 24 heures et la minute en 60 secondes, pour lui substituer une journée de 100 heures par exemple, ou une heure de 100 minutes. Cependant, la définition de l'unité de temps, la seconde, a souvent varié, et c'est seulement de 1971 que date le dernier changement dans la définition de l'échelle de temps, telle qu'elle est appliquée actuellement.

Au départ, l'heure était essentiellement l'affaire des astronomes et des navigateurs qui en avaient besoin pour connaître, à tout moment, l'angle de rotation de la terre. Plus tard, les physiciens

avaient, eux aussi, besoin d'un étalon de temps, pour leur système d'unités. Mais, s'appuyant sur la tradition, les astronomes n'étaient pas disposés à écouter les physiciens, et encore en 1956, la seconde fut définie par l'IAU (International Astronomic Union) comme la 31 556 925, 9747^e partie de l'année tropique ramenée au 31 décembre 1899 à midi.

Ce qui peut surprendre, c'est que cette définition ait été assortie d'une date. C'était pourtant nécessaire, car le mouvement de rotation de la terre se ralentit progressivement du fait du frottement des marées. De très peu, certainement à peine une seconde, tous les 100 ans, soit environ $2,5 \times 10^{-10}$ par an. Mais puisqu'on sait mesurer le temps au moins à 10^{-12} près, l'erreur de ralentissement est encore plus de 100 fois plus grande que l'erreur de mesure.

La définition de la seconde, telle que l'IAU l'avait élaborée, était donc bien compliquée du fait de sa référence à une date. De plus on s'aperçut bientôt qu'elle était imprécise, car les mouvements de la terre et de la lune sont affectés d'irrégularités qu'on ne sait pas encore prévoir. Or, les physiciens dis-

posaient d'un étalon beaucoup plus simple à définir, beaucoup plus précis, beaucoup plus facile à mettre en œuvre : l'horloge au caesium (horloge atomique). Son seul défaut, c'était de ne pas être reconnu par les astronomes. Et il fallut attendre 11 ans, jusqu'à ce que le CCDS (Comité Consultatif pour la Définition de la Seconda) arrive enfin à rallier tout le monde à une définition selon laquelle la durée de la seconde est égale à celle de 9 192 631 770 périodes d'oscillation d'un rayonnement du caesium, obtenu dans des conditions bien précises.

En principe, cette nouvelle définition, de 1967, devait correspondre à celle de 1956, citée plus haut. Toutefois, on s'aperçut par la suite qu'elle ne correspondait pas à la durée de l'année en 1899, mais plutôt à la durée que l'année avait quelque part entre 1756 et 1895 — sans plus de précision, car on ne peut effectuer des mesures de temps dans le passé.

Comme le mouvement de la terre s'est ralenti depuis, une année dure, actuellement, une seconde de plus que le nombre théorique des secondes. Si on veut que, dans ces conditions, l'échelle de temps traduise toujours l'angle de rotation de

la terre, à 0,2 s près par exemple, il faudrait, environ dix fois par an, arrêter toutes les horloges pendant 0,2 s, et puis les faire repartir. Ou alors, on décrète, dès le début de l'année, que la seconde qu'affichent les horloges (et qui est diffusée par les émetteurs de signaux horaires) est par exemple de 3×10^{-9} plus longue que la « vraie » seconde (celle des physiciens). Et si, au cours de l'année, on s'aperçoit que les irrégularités du mouvement de la terre font échouer cette prévision, on procède, comme plus haut, par un rattrapage discontinu de 0,1 s. Cela peut paraître bien compliqué, mais c'est pourtant ainsi qu'on a procédé jusqu'en 1971. Aux USA (émetteur WWVB du NBS, 60 kHz), on utilisait le premier système, alors que le second était le plus courant en Europe, et il existait de nombreuses autres échelles de temps, plus ou moins officielles. Le BIH (Bureau International de l'Heure) essayait de diriger tant bien que mal ce système UTC (temps universel coordonné) qui, en fait, n'était pas si coordonné que cela. Et en dehors des IAU, CCDS, BIH, déjà mentionnés, il y avait le

des Poids et Mesures, CIPM (Comité international des Poids et Mesures) et d'autres instances internationales qui cherchaient des solutions. Ce, bien entendu, en collaboration avec des instances nationales dont les avis n'étaient pas toujours identiques, pour un pays donné. Ainsi, en Allemagne, le DHI (Hydrographes) émettait des avis diamétralement opposés à ceux du PTB (Physiciens).

Et ces discussions de savants dureraient peut-être encore, si le CCIR (Comité Consultatif International des Radiocommunications) ne s'était pas érigé en arbitre. En fait, le CCIR n'a aucune compétence en matière d'unités de mesure ; mais il s'occupe, entre autres, de la diffusion des signaux horaires. Les gens du CCIR, plus techniciens que savants, ont l'esprit pratique. Et la définition de leurs fréquences dépend de celle du temps, ce qui exclut que chacun se fabrique son temps un peu à sa manière.

Parmi les diverses propositions qui étaient connues à l'époque, le CCIR choisit celle de la seconde « bissextile » dont il sera question ci-dessous, et il arriva si bien à l'imposer à tous les IAU, BIH,

CCDS, CGPM, CIPM et autres NBS, qu'actuellement le monde entier a adopté cette nouvelle échelle UTC, dérivée du TAI (Temps atomique international).

L'échelle de temps UTC

Le compromis du nouveau système UTC est plutôt favorable aux physiciens et aux techniciens qui disposent, dans ce système, toujours de secondes entières (sans saut de 0,1 ou 0,2 s) et néanmoins « vraies » (conformes à la définition, sans offset). Le problème de la seconde qui manque, environ une fois l'an, on l'a résolu par une seconde « bissextile » qu'on ajoute, au besoin, en fin de trimestre. Ainsi, il peut se faire que la dernière minute du dernier jour de mars (ou juin, septembre, décembre) ait 61 secondes au lieu de 60. La date des secondes intercalaires est fixée par le BIH, et ce de façon que la différence entre UTC (temps civil) et UT 1 (temps des astronomes, proportionnel à l'angle de

rotation de la terre) ne dépasse jamais 0,9 s. Cette différence entre UTC et UT 1 est appelée DUT 1. Certains émetteurs de signaux horaires diffusent, de façon permanente, la valeur de cette différence, exprimée en dixièmes de seconde.

Pour l'utilisateur de l'heure civile UTC qui a besoin d'une précision élevée, l'intercalage des secondes bissextiles est évidemment une gêne, car il doit d'abord se renseigner auprès du BIH quand ces intercalages auront lieu, puis il doit réajuster son horloge en conséquence, le moment venu. Toutefois, l'utilisateur peut éviter cette difficulté, s'il utilise non pas une horloge autonome, à base de temps propre, mais une horloge commandée par un émetteur de signaux horaires.

Ces émetteurs diffusent non seulement un top toutes les secondes – et donc il peut parfois y en avoir 61 dans une minute – mais aussi des repères de minutes qui suivent évidemment UTC d'une façon rigoureuse. De plus, certains de ces émetteurs diffusent également des signaux numériques, permettant une mise à l'heure automatique d'une horloge digitale.



Fig. 1



Fig. 2

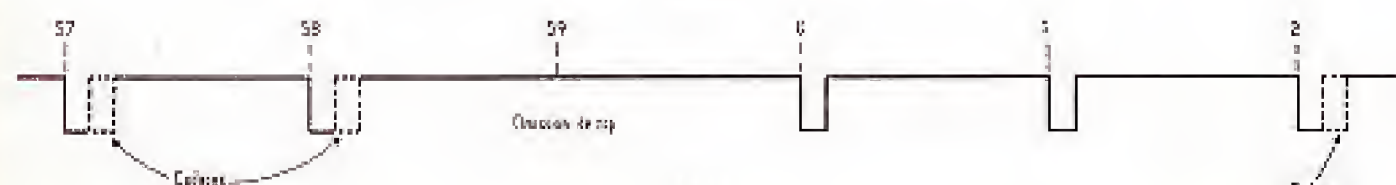


Fig. 3

Fig. 1. - Ce diagramme impulsionnel représente le « programme » de l'émetteur de signaux horaires suisse, HGB.

Fig. 2. - En dehors de repères pour les secondes et les minutes, l'émetteur de signaux horaires MSF transmet également des informations codées.

Fig. 3. - La station allemande DCF transmet également des informations codées. Le début de chaque nouvelle minute est annoncé par l'émission du 59^e top.



Fig. 4

Fig. 4. — Code d'émission de l'émetteur DCF. Les positions à valider sont exprimées par des « 1 » logiques. Le message est répété toutes les minutes.

Les émetteurs de signaux horaires

Pour une horloge radiocommandée, les émetteurs de signaux horaires de la gamme des ondes courtes sont sans intérêt, car ils travaillent à plusieurs sur une même fréquence, et ce avec des codes différents. Suivant les aléas de la propagation, on capte tantôt l'un, tantôt l'autre, tantôt plusieurs. En revanche, ces difficultés n'existent pas dans le cas des stations travaillant sur ondes très longues, entre 50 et 30 kHz.

Pour la réception en France, trois de ces stations peuvent présenter un intérêt. Elles travaillent toutes en modulation négative d'amplitude, c'est-à-dire que les tops qu'elles émettent consistent dans une suppression ou dans une forte réduction de la porteuse.

Le code le plus simple est celui de HGB (75 kHz), situé à Pregins, près de Genève. Comme le montre la figure 1, ce code se compose de tops uniformes d'une durée de 100 ms, le début de la minute étant signalé par un top double, le début de l'heure par un top triple, et à 12 heures ainsi qu'à 24 heures on diffuse quatre tops.

La figure 3 montre l'allure des signaux émis par DCF (77,5 kHz), situé à Mainflingen, près de Frankfurt sur le Main, et qu'on reçoit assez commodément dans un rayon d'au moins 1 000 km. Contrairement aux codes précédents qui

ne permettent de connaître le début d'une minute qu'après le commencement effectif de cette minute, DCF procède par omission du 59^e top de chaque minute, pour annoncer d'avance le début d'une nouvelle minute. Cela facilite le traitement des signaux par circuits logiques. Les informations transmises, dont le détail sera donné plus loin, sont exprimées par la durée des tops : un top de 100 ms correspond à un « 0 » logique, et un top de 200 ms à un « 1 » logique.

Les trois stations mentionnées travaillent en principe de façon permanente. Cependant, des pannes, ou encore coupures pour entretien et en cas d'orage, peuvent déterminer des interruptions pendant environ 0,1 à 1 % du temps. De ce fait, une horloge radiocommandée ne travaillera de façon sûre que si l'émetteur horaire sert non pas à une commande intégrale, mais seulement à la synchronisation d'une base de temps locale.

Le code d'émission DCF

La figure 4 montre le déroulement des informations, à l'intérieur d'une minute, pour le code de l'émetteur DCF. L'information horaire et de date est diffusée entre les secondes 20 et 58, et ce sous forme de trois groupes de signaux (binaire codé décimal), minutes, heures, date. Chaque groupe se termine par un signal de « parité » qu'on choi-

sit, à l'émission, de façon que le nombre des « 1 », à l'intérieur de chaque groupe, soit toujours un nombre pair.

A titre d'exemple, la figure 5 montre comment ce code est utilisé pour exprimer les valeurs de minutes « 11 », « 12 » et « 13 », les niveaux logiques « 0 » étant représentés par des traits courts, et les « 1 » par des traits longs. Le nombre 11 sera exprimé par un « 1 » pour les bits de poids « 1 » et « 10 ». Le nombre des « 1 » à l'intérieur du groupe « minutes » sera donc pair, si on choisit le bit de parité égal à « 0 ». Il en sera de même pour la valeur « 12 », puisqu'on peut l'exprimer par 2 bits, de poids « 2 » et « 10 ». Par contre, la valeur « 13 » demande 3 bits, de poids « 1 », « 2 » et « 10 ». Le nombre total des « 1 » logiques du groupe ne sera donc pair que si on utilise également un « 1 » logique pour le bit de parité. A la réception, une « vérification de parité », pratiquée sur chaque groupe du message, pourra servir pour rejeter, comme perturbé, tout groupe de message qui comporterait un nombre impair de « 1 » logiques. Les valeurs numériques qui sont diffusées à un instant donné, sont toujours valables pour la minute qui suit immédiatement celle pendant laquelle la diffusion a lieu.

Jusqu'en 1976, DCF utilisait les 19 premières secondes de chaque minute pour la diffusion d'un signal « DUT 1 », relatif à l'angle de rotation de la terre. Pour l'instant, le seul des émetteurs mentionnés qui diffusant encore ce signal, est

MSF. Cette diffusion se fait par des tops doubles (fig. 2) dont le nombre exprime la valeur (0,1 s par top double) et dont la position exprime le signe (+ ou -) de DUT 1.

Chez DCF, on a libéré ces 19 premières secondes pour d'autres informations. Un « 1 » logique est diffusé à la 15^e seconde, quand l'émetteur fonctionne sur antenne auxiliaire (en cas d'entretien de l'antenne principale). Pour le cas où l'heure d'été serait instaurée de façon uniforme, en Europe, à partir de 1978, on prévoit un « 1 » à la 16^e seconde pour annoncer tout changement d'heure (hiver vers été ou été vers hiver), et cependant l'heure qui précède ce changement. Finalement, toute transmission en valeurs d'heure d'été sera accompagnée d'un « 1 » à la 17^e seconde.

Certaines des positions encore libres sont susceptibles d'être utilisées pour des codes internes de service.

Le problème des perturbations

La réalisation d'une horloge asservie à DCF et à mise à l'heure automatique, ne pose qu'un seul problème ardu : celui des perturbations. Pour le résoudre, on utilise le principe de la redondance. En effet, les messages diffusés sont redondants quant à leur forme : on sait d'avance qu'il y aura une omission de top à la 59^e seconde de chaque minute. De plus, ces messages sont égale-

ment redondants quant à leur contenu: quand on a capté correctement le message d'une minute donnée, on sait d'avance quel sera celui de la minute suivante.

Puisque l'émetteur travaille en modulation négative, une perturbation peut effacer un top, si elle a lieu à ce moment. A 500 km de l'émetteur, et pendant un orage, de tels effacements de tops peuvent arriver plus d'une fois par minute. Si on utilise alors toutes les omissions de top qu'on constate pour la synchronisation d'une horloge, celle-ci se dérèglera très rapidement.

Pour y remédier, on utilise un procédé de comptage, consistant à ne considérer comme « vraie » une omission de top que si elle a été précédée de 59 tops qui avaient bien la distance réglementaire de 1 s.

Quant au contenu de l'information, on dispose déjà d'un moyen de vérification par les bits de parité. Mais il peut arriver que deux perturbations raccourcissent deux tops à l'intérieur d'un groupe d'informations, transformant ainsi deux « 1 » en deux « 0 », ce qui ne peut évidemment être détecté par la vérification de parité. En effectuant, à ce sujet, des expériences avec des perturbations plus ou moins artificielles, on constate qu'un tel phénomène peut avoir lieu jusqu'à deux fois par jour.

La solution qui vient immédiatement à l'esprit est celle d'une vérification de deux messages consécutifs: on reçoit un premier message, et on l'entre dans une mémoire, après lui avoir additionné une minute (en tant que valeur numérique). Puis, après avoir capté un second message dans la minute qui suit, on le compare au contenu de la mémoire. Et si cette comparaison révèle l'identité souhaitée, il reste encore à comparer le message reçu à l'information qui est affichée par l'horloge, pour voir, si celle-ci est toujours à l'heure.

Cette méthode est assez onéreuse, puisqu'elle demande une mémoire intermédiaire, et deux comparaisons. Il en existe une autre, nettement plus simple, bien que peut-être moins

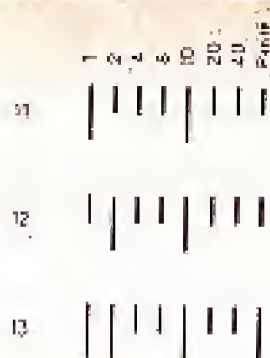


Fig. 5.

Fig. 5. - Exemples de codification avec utilisation d'un bit de parité. Les « 1 » logiques sont représentés par des traits longs.

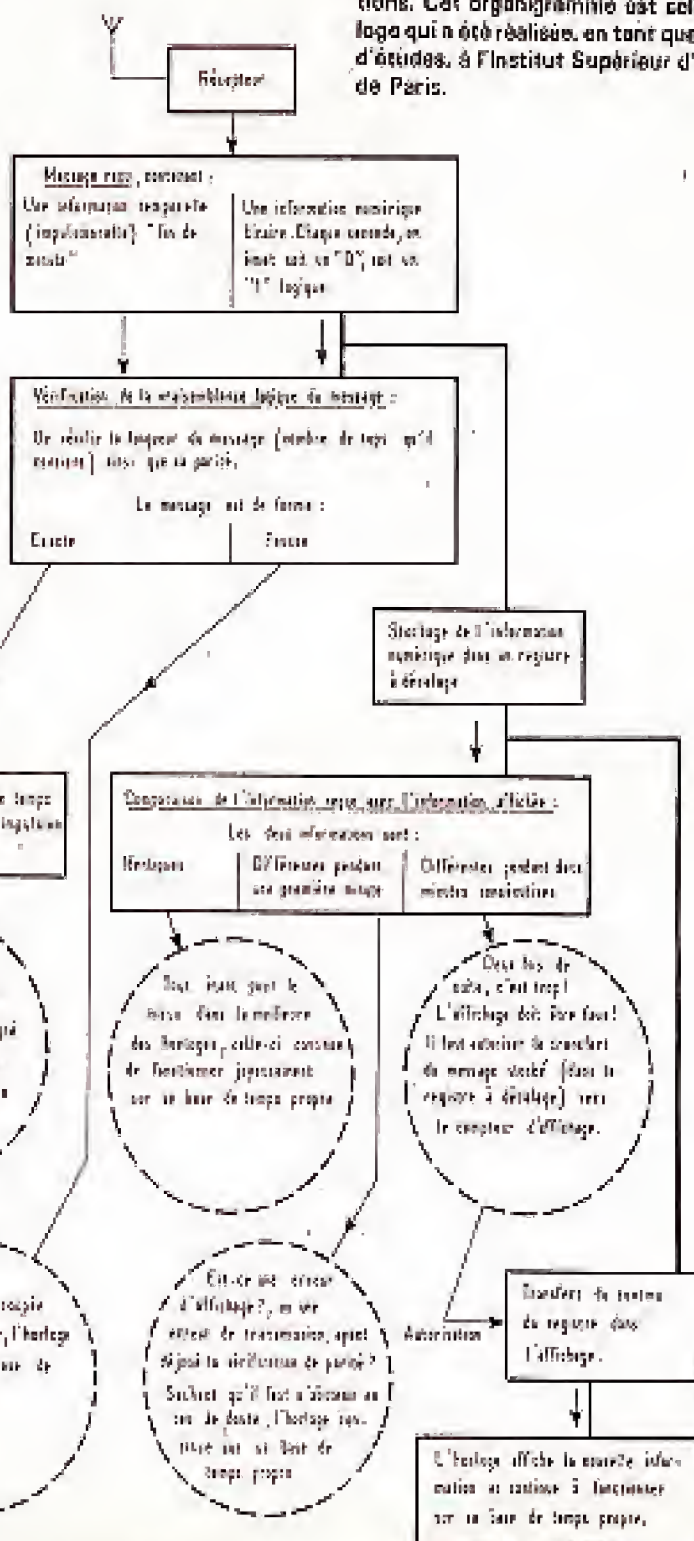


Fig. 6.

facile à comprendre. Elle se base sur le fait qu'il est très rare (deux fois par jour au grand maximum) qu'une erreur de transmission ne soit pas détectée par la vérification de parité. C'est-à-dire qu'il n'existe qu'une probabilité infime (tous les 100 ans, environ) que deux minutes consécutives contiennent, toutes deux, un message qui serait de contenu faux tout en étant accepté par le contrôle de parité.

Dans ces conditions, on peut donc baser la vérification sur un principe de redondance, ou de redondance négative, stipulant que tout message de contenu éventuel faux doit se trouver encadré par deux messages de contenu exact. L'application de ce principe consiste à attendre toujours une minute, quand on reçoit un message dont le contenu n'est pas conforme à ce que l'horloge affiche. Si, à la minute suivante, on constate qu'il y a de nouveau identité entre l'information reçue et affichée, on conclut sur une erreur de transmission, et on ne change rien. Mais si, au contraire, cette identité n'existe pas non plus la seconde fois, on corrige en rendant l'information affichée identique à celle qu'on vient de recevoir.

Ce qui n'est peut-être pas bien évident, c'est la nécessité éventuelle d'un changement d'une information affichée par l'horloge. En effet, une fois que celle-ci a été correctement mise en service, elle doit pouvoir continuer indéfiniment, synchronisée seulement par les repères « fin de minute » de l'émetteur de signaux horaires. Or, dans le cas d'une horloge digitale, toute coupure d'alimentation implique une perte totale de mémoire, et une remise à l'heure est alors nécessaire. De plus, des perturbations particulièrement violentes peuvent agir directement sur les circuits logiques, et leur effet ne peut être corrigé que par une remise à l'heure. Finalement, dans le cas d'une horloge à calendrier, une programmation bien compliquée serait nécessaire, si on veut que l'horloge suive le rythme irrégulier des durées

des mois. Sans cette programmation, ce n'est que l'émetteur de signaux horaires qui peut lui apprendre, sur quel jour elle doit se mettre après un 30 novembre ou un 28 février.

Organigramme d'une horloge radiocommandée

La figure 6 renseigne sur le déroulement logique des opérations internes d'une horloge digitale radiocommandée, fonctionnant suivant le principe exposé plus haut. Dans ce diagramme, on distingue entre le flux des informations, représenté par un trait épais, et les instructions dont un trait mince exprime le cheminement.

De plus, on peut distinguer entre les opérations qu'effectue l'horloge (textes inscrits dans des rectangles), et ce qu'on peut appeler les « réflexions » auxquelles se livrent les organes logiques, avant de prendre une décision. Ces réflexions ont été inscrites dans des « bulles ».

Bien entendu, cet organigramme n'est qu'une première approche au diagramme de fonctionnement et au schéma électronique. Une description détaillée de ces circuits sera donnée dans un article ultérieur, consacré à la réalisation d'une horloge digitale radiocommandée, à remise à l'heure automatique.

H. SCHREIBER

Bibliographie

- G. BECKER, Die Sekunde. - PTB-Mitteilungen 85, 1/75, p. 14 à 28.
- G. BECKER, Information en über den deutschen Zeitsignal- und Normalfrequenzsender DCF 77. - Uhrentechnik, 1/77, p. 3 à 8.
- Institut Supérieur d'Electronique de Paris, Projet de fin d'études A5, 1976.

B. G. MENAGER

20, rue Au-Maire, PARIS-3^e
 Tél. : RUT. 88-28 - C.G.P. 109 71 Paris
 A 30 mètres du métro Arts-et-Métiers

MAGASINS OUVERTS
 DU LUNDI de 9 h à 12 h 30 et de 14 h à 19 h
 AU SAMEDI de 9 h 30 à 12 h

CREDIT DE 6 A 24 MOIS sur tout le matériel

MACHINES A COUDRE
 VENTE PROMOTIONNELLE
 GRANDE MARQUE
 fabrication anglaise
 Modèle super automatique
 14 programmes

Application simplifiée par came. Elle tond, fait les boutonnières, le point invisible, le surjet, bouton, etc. et, en, point de vague et différents points de broderie.
 Livrée équipée avec accessoires et garantie.

EN MALLETTE 1.050 F

SEMI-AUTOMATIQUE
 MACHINE PORTATIVE en mallette, grande marque

EXECUTE : les points droits, zig-zag et surjet.
 Equipement électrique 220 V.
 LIVREE avec accessoires et garantie

mécanique de 5 ans 715 F

SINGER portable en mallette modèle récent d'occasion garantie 490 F

EN AFFAIRE
 Meuble neuf de marque SINGER
 Equipé avec mécanisme pour 1/16 inextensible

NET 590 F

MACHINE A COUDRE ZIG ZAG
 à bras libre
 Monté dans meuble
 Matériel neuf vendu avec garantie 2 ans

PRIX BENSATIONNEL DE 1.500 F

MATERIEL DEBALLE
 RETOUR D'EXPOSITION
 Léger défaut d'aspect

FOUR A ENCASTRER A.E.G.
 Valeur 1.400 F
 VENDU 800 F

REFRIGERATEUR A ENCASTRER
 145 litres. Valeur 1.750 F.
 SOLDE 760 F

RADIATEURS
 à accumulation 6 et 8 kW
 Valeur 4.000 F
 VENDU 1.950 F

FOUR A PYROLYSE A.E.G.
 Valeur 3.900 F
 PRIX EXCEPTIONNEL 1.750 F

MACHINE A LAVER
 à encastrer 5 kg
 8 Programmes Super automatique.
 3 bacs à produits - Dimensions : H. 85. P. 47. L. 60.

PRIX 1.050 F

LOTTE DE CUISINE
 MODELE DE LUXE
 façade inox, 2 vitres de ventilation

PRIX DE LANCEMENT 590 F

INSTALLEZ VOUS-MEME
 VOTRE CLIMATISATION
 REFRIGERATION
 + CHAUFFAGE

Modèle réversible 1.500 frigories
 PRIX EXCEPTIONNEL 2.500 F

Modèle 2.200 frigorifères
 PRIX 2.900 F

trois modèles, toutes capacités sur demande

MACHINE A LAVER SECHANTE
 SUPER AUTOMATIQUE EXCEPTIONNEL
 13 PROGRAMMES 2.500 F

GENERATEUR D'OZONE
 pour assainissement VENDU 192 F

PERCEUSE ELECTRIQUE
 Peugeot 4 vitesses valeur 880 F
 VENDUE 390 F

BLOC MOTEUR PEUGEOT
 Equipé adaptation acide circulaire
 valeur 600 F. VENDU 390 F

20 MOTEURS MONOPHASES 220 V
 NEUFS SOLDES au prix exceptionnel
 de : 1 CV 415 F - 1,5 CV 428 F

POSTE DE SOUDURE ELECTRIQUE
 Poste soudure électrique portable, très belle fabrication, soude avec électrode de 1 à 3,2 selon réglage par potentiomètre.
 Poids 20 kg net 590,00

GROUPE ELECTROGENE
 Portable, moteur 4 temps, équipé de génératrice LEROY 220 V mono.
 AU PRIX HQRS COURS :
 1 kVA 2.310 F 2 kVA 3.010 F 4 kVA 6.200 F

Ces groupes peuvent être équipés pour fonctionner au butane (consommation réduite de 30 % environ).

POMPES "SAM"
 Pompe immergée pour puits jusqu'à 10 m.
 220 V. Avec ses dérivations électriques 150 m de câble 370 750 F

FLOTTANTE utilisation indépendante, facilement 20 m à 300 L/Heure. cuits, rivières, mers, étangs, piscines, par abattoirs, égouts, arrosage, habitations, etc. Avec 10 m de câble 170 890 F

POMPE ELECTRIQUE 220 V
 Pour arrosage, débit 1.500 litres.
 Pression 3 bars. Vendue complète avec 10 accessoires.
 PRIX PROMOTIONNEL 370 F

CHAUFFAGE CENTRAL
 Dégraisseur à purge automatique
 30,00

Circulateur d'eau 320,00

Thermostat pour chauffe électrique, pouvoir de coupure 10 A 49,00

Modèle pour chaudière à gaz ou mazout 38,00

CHAUDIERE A GAZ
 Type mural de 6 à 11 000 calories (sans radiateur ou ballon) Entièrement équipé (pose d'écoules, purge, circulation)
 PRIX NET 1.930 F

MOTEURS ELECTRIQUES

au prix de gros

Moteurs mono 220 V.
 1 CV 1.500 ou 3.000 tours 415 F
 1,5 CV 3.000 tours 428 F

Moteurs triph. 220/380 voltages
 NEUFS - Garantie 1 an

1 CV 3.000 T/m 220 F	1.500 T/m 220 F
1,5 " " 220 F	" " 225 F
2 " " 275 F	" " 332 F
3 " " 314 F	" " 376 F
4 " " 419 F	" " 451 F
5,5 " " 500 F	" " 530 F
7,5 " " 609 F	" " 695 F

Avec Inter. jusqu'à 4 CV 1 90 F
 Avec démarreur St. Biologie
 ou-chauffe 60 3 CV + 155 F

PROMOTION
 MOTEUR - fabrication française de marque CLART
 1 CV Tri 220-380 1.500 tours
 valeur 450 F. VENDU 179 F

1/2 CV 2 vitesses 700 et 1.400 l ou 500 et 1.000. valeur 380 F. NET 280 F

2 CV 700-1.400 tours NET 350 F

LA FOUDRE

(3^e partie)

(Suite voir N° 1636)

Les parafoudres utilisés en télécommunication et en radio

L'influence des surtensions externes sur les lignes aériennes et les câbles reliés à des installations de télécommunication ou de radio est toujours à craindre. En outre, des commutations délibérées ou intempestives risquent de provoquer des surtensions internes sur les installations et les appareils. Lorsqu'il est impossible d'éviter les surtensions, elles doivent être limitées à des valeurs inoffensives, afin qu'il n'y ait pas de détérioration dans le matériel ou de danger pour le personnel. Les éclateurs à électrodes sous atmosphère de gaz rare, se prêtent particulièrement bien à ces emplois et trouvent ici de nombreuses applications.

Parmi les causes de surtensions externes sur les lignes de transmission, il y a bien entendu les influences atmosphériques : coups de foudre et charges statiques déposés par un champ électrique sur les lignes, par exemple en cas de grandes différences d'altitude sur leur trajet, ou avant et pendant un orage. L'onde mobile à front raide qu'un éclair engendre, se propage de part et d'autre de son origine. Bien

que sa pente et son amplitude diminuant rapidement, des dégâts peuvent néanmoins être causés jusqu'à 10 ou 20 kilomètres de l'origine.

L'établissement d'un court-circuit sur une ligne de transport d'énergie, notamment dans le cas d'une mise à la terre rigide du neutre, peut également induire des tensions élevées dans les lignes de transmission voisines.

Il faut aussi envisager les causes des surtensions internes dans les installations. Le branchement ou la coupure de condensateurs de compensation de la puissance réactive peuvent s'accompagner de surtensions très élevées qui se propagent dans les installations de télécommunication et de signalisation par l'intermédiaire du secteur. Des pointes de surtensions élevées, multiples de la tension de service, peuvent apparaître dans les appareils lors de la commutation d'inductances telles que transformateurs, bobines d'induction, etc.

Les parafoudres utilisés plus particulièrement en radio sont des dispositifs de protection contre les effets nuisibles de l'électricité atmosphérique sur les antennes, notamment. Comme précédemment, ces perturbations peuvent être, soit une accumulation de charges statiques atmosphériques sur l'antenne, soit une induc-

tion importante provoquée par un coup de foudre voisin de l'antenne.

Bien entendu, si la décharge atmosphérique atteint directement l'antenne, si la foudre « tombe » sur l'antenne, les dispositifs parafoudres quels qu'ils soient ne servent absolument à rien. En effet, une antenne, même associée à un parafoudre, ne saurait remplir le rôle d'un paratonnerre dans ce cas là ! D'ailleurs, il n'y a aucune raison pour que la foudre tombe sur une antenne de préférence à une cheminée, un clocher ou un toit voisin. Ce sont là, précisément, les bizarreries imprévisibles et capricieuses de la foudre : car une antenne n'attire pas cette redoutable foudre... elle n'a aucun pouvoir dans ce sens ! Qu'on se le dise !

D'une façon plus détaillée, les causes externes de surtension sur une antenne sont les suivantes :

a) Chute éventuelle de l'antenne sur une ligne quelconque à tension élevée (et contact entre elles) ;

b) Charges statiques dues aux nuages orageux ;

c) Ionisation de l'air : grêle, neige, gouttes de pluie orageuse, sable porté par le vent ;

d) Décharge de foudre directe dans le voisinage provoquant une induction importante sur l'antenne à protéger.

Lorsque nous parlons d'antennes dans le cas présent, il ne s'agit nullement des 5 à 10 mètres de fil accroché entre deux cheminées ou entre deux murs — souvent à un niveau inférieur à celui de la toiture — fil constituant certaines petites antennes de réception courantes. Nous voulons parler des antennes longues, très élevées et bien dégagées, utilisées dans les stations d'écoute et par les amateurs — émetteurs.

De telles antennes, extrêmement bien isolées par ailleurs, sont le siège par temps d'orage d'importantes charges statiques et de non moins importantes inductions au moment des éclairs. Ces charges et ces inductions peuvent présenter un certain danger pour les appareils de réception ou d'émission connectés à la base de l'antenne, pour l'opérateur et pour le bâtiment. Il convient donc d'écouler cette électricité à la terre, et c'est le rôle des parafoudres — limiteurs.

Il n'est absolument pas du tout conseillé de relier l'antenne directement à la terre, au moyen d'un inverseur à couteau par exemple, comme on le voit hélas trop souvent. Ce procédé consiste, en quelque sorte, à transformer l'antenne en paratonnerre ; or, les antennes n'ont pas les caractéristiques, ni la structure pour cela.

Absolument pas conseillées non plus, les antennes « libres » ou « en l'air », c'est-à-dire dont l'arrivée est déconnectée de tout. L'écoulement de l'électricité recueillie ou induite est impossible : les charges s'accumulent jusqu'au moment où elles provoquent une suite d'étincelles en un point d'amorçage le plus facile, avec une cloison, une charpente, une tapisserie, un isolateur de passage quelconque, etc. (d'où risque d'incendie).

Le seul procédé efficace consiste donc à débrancher l'antenne des appareils normalement utilisés et à la commuter par un inverseur ou un relais, sur un dispositif parafoudre se chargeant d'écouler à la terre l'électricité recueillie ou induite dans l'installation aérienne. On pourra adopter l'un des montages représentés sur la figure 7 : naturellement, si l'antenne comporte un feeder symétrique ou coaxial, la commutation devra être doublée.

Comme on le devine, il est particulièrement recommandé de monter le parafoudre à l'extérieur des bâtiments, ainsi que l'inverseur, et d'utiliser une bonne prise de terre (conduite d'eau, plaque de terre, etc.).

Un tube parafoudre limiteur de tension à gaz se présente souvent sous la forme déjà vue avec la figure 6 (mais d'autres présentations sont également commercialisées). Chaque « couteau » de contact est relié à une électrode intérieure du parafoudre. L'ampoule renferme un gaz raréfié (néon, hélium, hydrogène) : cette atmosphère gazeuse offre normalement une résistance très élevée. Par temps d'orage, la surtension présente sur l'antenne, ionise le gaz et le rend momentanément très conducteur : ce qui permet l'écoulement aisé de l'électricité atmosphérique vers la terre.

A priori, son fonctionnement est un peu comme celui d'un simple tube au néon. En effet, lorsque la tension aux bornes des électrodes dépasse la tension d'amorçage du tube considéré, une décharge lumineuse se produit et se maintient après l'amorçage, même

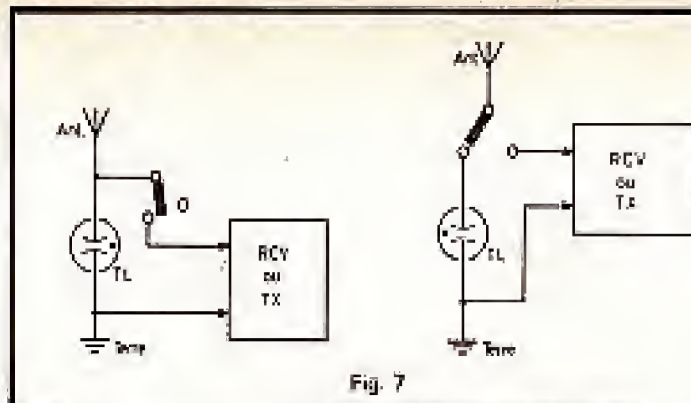


Fig. 7

pour des tensions inférieures, et ce, jusqu'à la tension d'extinction.

A ce propos, il faut cependant remarquer que la décharge ne s'éteindra que si la tension normale, éventuellement présente sur la ligne, est inférieure à la tension d'extinction : il importe donc, le cas échéant, de choisir un tube limiteur présentant des caractéristiques appropriées. Selon l'importance du courant qui s'écoule par ce procédé, la luminosité est plus ou moins forte.

Jusqu'ici, la comparaison faite avec un tube au néon ordinaire est valable ; désormais, elle ne le sera plus. En effet, lorsque l'intensité à écouler augmente jusqu'à quelques centaines de milliampères, la luminosité recouvre une surface de plus en plus grande des électrodes. Puis, si cette intensité se trouve encore dans l'obligation de croître, le caractère de la décharge se modifie et nous assistons à une décharge en arc (le courant dans l'arc augmente et la tension diminue).

En résumé, lorsqu'il s'agit d'une violente induction provoquée par un coup de foudre voisin, le tube parafoudre s'allume brutalement et les électrodes internes font parfois fonction d'éclateur : mais dans tous les cas, la préservation est assurée, la surtension induite étant canalisée vers la terre.

Lorsqu'il ne s'agit que de charges statiques, l'amorçage du tube parafoudre ne se produit que lorsque ces charges atteignent la tension requise : le tube s'allume alors, et laisse écouler les charges vers la terre. L'accumulation des charges dans l'antenne pouvant atteindre des potentiels dan-

gereux est donc impossible. Mieux même, l'accumulation des charges statiques dans l'atmosphère environnant l'antenne est très difficile, puisque la dite antenne et son parafoudre offrent à ces charges un chemin privilégié pour atteindre le sol, et ce d'une manière plus lente, permanente et régulière. En évitant cette accumulation des charges dans l'atmosphère, on conçoit que, en même temps, on minimise les chances d'un coup de foudre brusque ou d'une décharge directe sur l'antenne et le bâtiment.

On pourrait être tenté d'utiliser, comme organe limiteur de tension, un simple tube au néon. Ce serait donc une erreur grossière, les électrodes d'un tel tube ne présentant pas la robustesse nécessaire.

Dans le cas d'antennes extrêmement hautes, importantes et dégagées employées par les stations dites commerciales, on utilise des combineurs qui comportent à la fois un tube à gaz de décharge, un éclateur à poigne, un protecteur à incandescence et une bobine de réactance. Néanmoins, les simples (mais efficaces) dispositions représentées sur la figure 7 conviennent parfaitement pour les stations d'amateurs. Avec ces montages, il est recommandé d'employer des limiteurs à faible tension d'amorçage.

Plus une antenne est haute, longue et bien isolée, plus elle est sensible aux charges statiques atmosphériques dont nous avons précédemment parlé. L'importance de la charge sur l'antenne dépend en outre de la grandeur de la charge atmosphérique et de l'éloignement de l'« élément » inducteur. La tension maximale

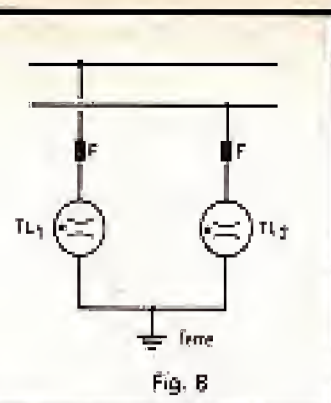


Fig. 8

dépend de l'isolement de l'antenne (tension de disruption des isolateurs, fuites ou effets de couronne). S'il n'y a pas de tubes limiteurs, la tension sur l'antenne peut atteindre plusieurs dizaines de milliers de volts... Ce qui se traduit par des intensités instantanées de crête de l'ordre de 10 à 50 ampères (selon l'impédance totale rencontrée pour l'écoulement). Les tubes limiteurs s'acquittent fort bien de cette tâche.

Pour obtenir une préservation plus complète d'une installation d'amateur, nous conseillons aussi le montage d'un éclateur-limiteur sur chacun des fils de distribution électrique. La protection d'une ligne électrique quelconque est représentée sur la figure 8 : on utilise deux limiteurs TL 1 et TL 2 dont la tension d'extinction devra être supérieure à la tension présente sur la ligne. Comme sécurité complémentaire, on peut placer aux points F des fusibles en série (type 10 A environ).

Pour permettre le choix parmi les divers types d'éclateurs-limiteurs proposés sur le marché, nous devons maintenant définir leurs caractéristiques :

Tension continue d'amorçage

C'est la valeur de la tension à laquelle l'éclateur s'amorce sous l'influence d'une tension continue croissante (sa variation après décharge dans l'éclateur sert à apprécier le comportement en service).



Fig. 9

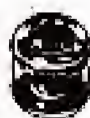


Fig. 10



Fig. 11

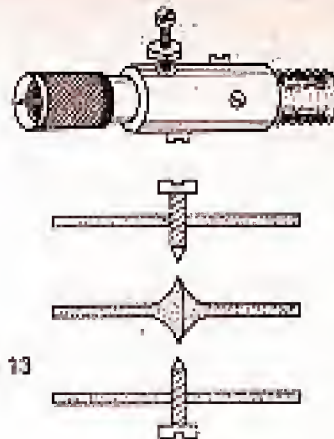


Fig. 13

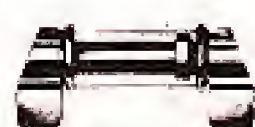
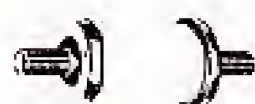


Fig. 12

Tension continue nominale d'amorçage

C'est la valeur retenue par le constructeur pour désigner le type d'éclateur.

Tension de choc d'amorçage

C'est la tension aux bornes de l'éclateur à l'instant de l'amorçage lorsqu'il est sollicité par une tension de choc dont la pente du front est égale à $5 \text{ kV}/\mu\text{s}$; elle caractérise le comportement dynamique de l'éclateur.

Courant de choc nominal de décharge

C'est la valeur de crête du courant de choc ayant un temps de montée de $8 \mu\text{s}$ et un temps de retombée jusqu'à mi-amplitude du flanc arrière de $20 \mu\text{s}$.

À titre documentaire, voici la gamme des éclateurs-limiteurs de tension proposés par la firme Siemens :

- Types miniatures (fig. 9) pour

les applications dans lesquelles un faible encombrement est requis (instrumentation, appareils divers). Tensions continues nominales d'amorçage de 90 à 800 V; tensions de choc d'amorçage de 2 kV à 4 kV; courant de choc nominal de décharge = 2 kA; capacité inférieure à 1 pF.

- Types boutons (fig. 10; il existe également un modèle avec sortie par fils) pour la protection du réseau ou d'installations équipées de semi-conducteurs. Tensions continues nominales d'amorçage de 90 à 1 000 V; tensions de choc d'amorçage de 1 kV à 4 kV; courant de choc nominal de décharge = 5 kA; capacité inférieure à 2 pF.

- Types « fail-safe » (fig. 11) utilisés où la protection de personnes et d'équipements contre les surtensions est impérative (lignes aériennes de télécommunications, antennes). Tensions continues nominales d'amorçage de 90 à 1 400 V; tensions de choc d'amorçage de 1 kV à 2,5 kV; courant de choc nominal de décharge = 10 kA; capacité de 1,2 à 2 pF.

- Types de forte puissance (fig. 12) pour les applications à prémunir tout particulièrement des surtensions très élevées (en particulier pour la protection des lignes aériennes et des antennes contre l'influence des éclairs). Tensions continues nominales d'amorçage de 90 à

3 000 V; tensions de choc d'amorçage de 900 V à 5 kV; courant de choc nominal de décharge = 20 kA; capacité de 1,2 à 7 pF.

Tous ces éclateurs présentent une résistance d'isolement de l'ordre de $10^{10} \Omega$ et un temps de réponse de l'ordre de la nanoseconde.

En France, l'emploi de ces tubes est régi par les conditions particulières d'emploi des radioéléments artificiels dans les tubes électroniques et les tubes à décharge (édition juin 1975) que l'on peut se procurer auprès de la Commission interministérielle des radioéléments artificiels - BP 8 - 91190 Gif-sur-Yvette. L'emploi de ces tubes dans certains appareils n'étant pas autorisé, se renseigner auprès de cet organisme.

Eclateur limiteur « Blitz-Bug »

Pour être complet, nous devons enfin citer le « Blitz-Bug » de la firme Cush Craft qui est un dispositif éclateur coaxial spécialement conçu pour les câbles coaxiaux. Cet éclateur se présente sous l'aspect montré sur la figure 13; il se connecte sur un socle SO 239 et le câble (côté antenne) se raccorde par l'intermédiaire d'une fiche

PL 259. Ce dispositif est réalisé en cuivre argenté; il comporte une chambre scellée dans laquelle le conducteur central présente une sorte de renflement en face de trois vis - pointeaux réglables formant ainsi un triple éclateur. La masse du dispositif est munie d'une vis pour la connexion du fil de terre. Ce procédé de protection n'est sans doute pas parfait, mais il facilite l'écoulement à la terre des charges statiques élevées et réduit les risques de destruction à l'intérieur des appareils de radio en cas de coup de foudre proche.

Roger A. RAFFIN

Bibliographie

- Traité d'électricité atmosphérique et tellurique (Presses Universitaires de France).
- Atomistique et Electronique Modernes (tome II) Henry Piroux.
- Comptes rendus des séances de l'Académie des Sciences (tomes 129, 131, 132).
- Revue générale de l'Electricité (tomes 16 et 19).
- Annales des P.T.T. (tomes 16 et 17).
- Memento d'Electrotechnique (tome II) A. Curhod.
- Electrotechnische Zeitschrift (tome 48).
- Documents Norton International Inc.
- Documents Siemens.
- Documents Cush - Craft.

NOUVEAUX CIRCUITS INTEGRES

A HAUTES PERFORMANCES

Il s'agit d'un CI proposé par Motorola, le LF 155 et la suite, toute une série de variantes convenant dans diverses applications où il y a lieu de tenir compte de la gamme des températures, de la présentation et de la nature du boîtier. La liste des variantes sera donnée plus loin.

Le LF 155 se caractérise par un faible bruit et utilise des transistors bipolaires et des transistors FET à jonction. Il

est plus économique que les circuits hybrides en couches épaisses ou les amplificateurs opérationnels à FET modulaires. Les FET à jonction se nomment des « J FET ».

On donne à la figure 1 le schéma intérieur du LF 155/6/7. Sur ce schéma, on reconnaît aisément les transistors bipolaires comme Q_2 par exemple et les FET comme J_1 , J_2 , etc.

Q_1 est un transistor à trois

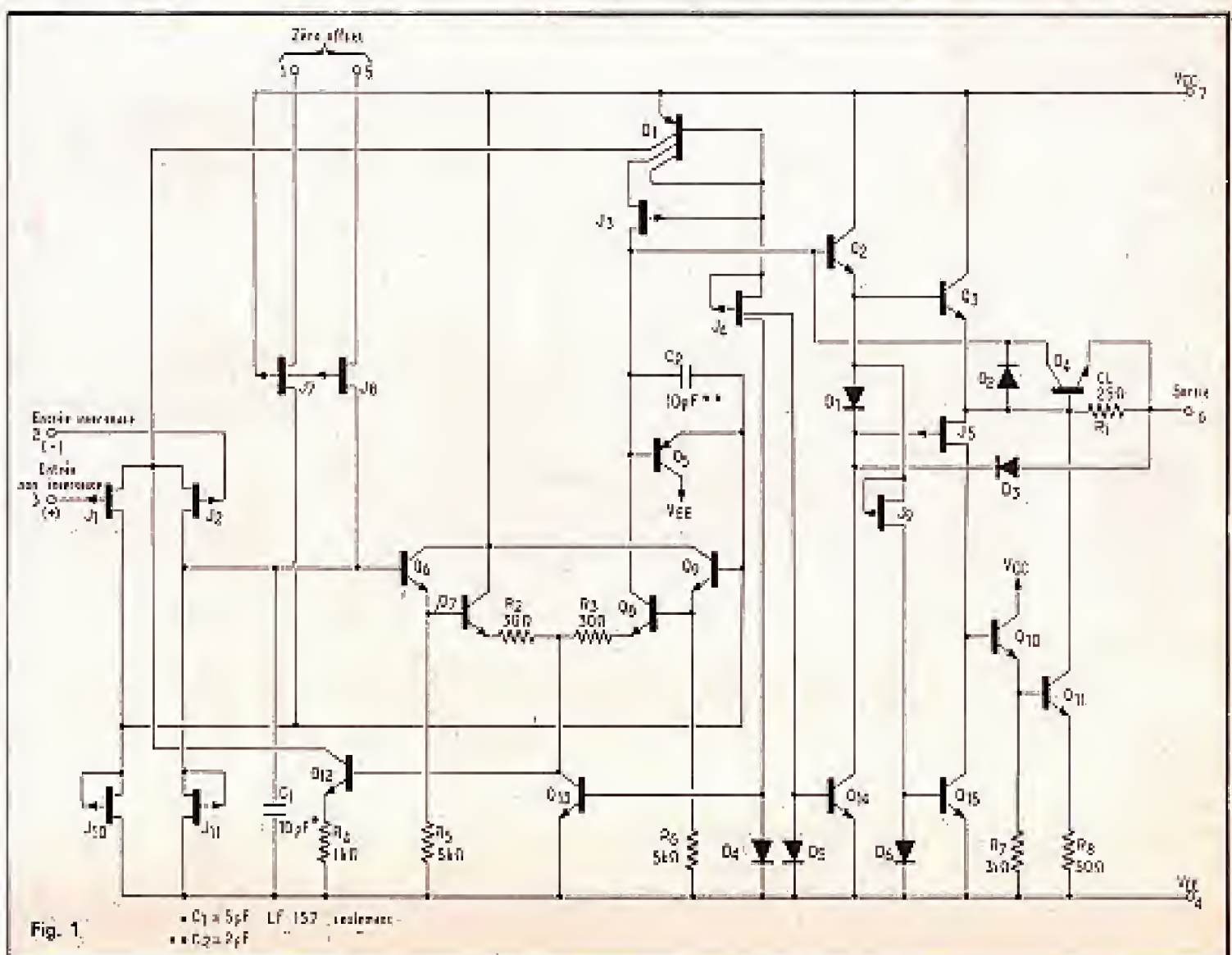
collecteurs, du type PNP. Toutes les valeurs des éléments intérieurs sont indiquées sur le schéma. Les terminaisons sont les suivantes :

- 1 - 5 « zéro offset ».
- 2 entrée inverseuse.
- 3 entrée non inverseuse.
- 7 V_{CC} (+ alim. positive).
- 6 sortie.
- 4 V_{EE} (- alim. négative)

Le CI doit être alimenté par deux sources de tension continue, par exemple ± 15 V.

Le + de la source positive est V_{CC} et le - de la source négative est V_{EE} . La masse est au point commun des deux sources montées en série (voir fig. 2).

Les amplificateurs opérationnels à entrées JFET de la série LF 155/6/7 sont particulièrement intéressants dans les applications qui nécessitent une bonne précision, une réponse en fréquence étendue et un faible bruit, comme les



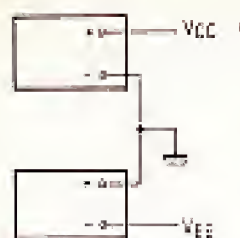


Fig. 2

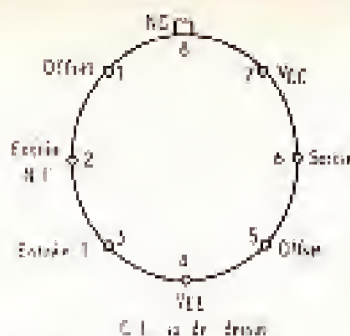


Fig. 3



C.I. LF 157

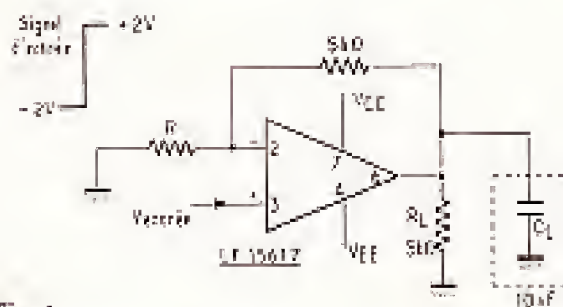


Fig. 5

circuits d'échantillonnage et de maintien, les appareils médicaux, les détecteurs de fumée et les amplificateurs logarithmiques. De plus, en combinant dans un même circuit intégré des JFET et des transistors bipolaires, on a pu obtenir des prix de revient nettement plus bas qu'avec les circuits hybrides.

Cette combinaison offre en outre un certain nombre d'autres avantages. L'emploi de JFET améliore les caractéristiques d'entrée d'un ordre de grandeur par rapport aux amplificateurs classiques (courant de polarisation: 30 pA; décalage en courant: 3 pA; décalage en tension: 1 mV; courant de bruit efficace: 0,01 pA/√Hz). Les performances sont améliorées sur le plan de l'impédance d'entrée (1 TΩ), de la réjection du mode commun (100 dB) et du gain en tension en courant continu (106 dB). La présence de transistors bipolaires se traduit par une meilleure stabilité du décalage en tension et l'amplificateur opérationnel ne nécessite qu'une compensation de température de 3 μV/°C. Le fait de régler le décalage en tension à zéro n'affecte ni la dérive thermique ni la réjection du mode commun.

La série LF 155/6/7 offre trois versions différentes: la

LF 155 caractérisé par un très faible courant d'alimentation, le LF 156 offrant une largeur de bande accrue et le LF 157 offrant une largeur de bande encore plus grande avec $A_{vmin} = 5$.

Valeurs typiques

	LF155A	LF156A	LF157A
Temps de stabilisation à 0,01 % (t_{st})	4,0	1,5	1,5
Vitesse de variation (V/μs)	5,0	12,0	50
Largeur de bande (MHz)	2,5	5,0	20
Bruit d'entrée (nV eff)	20	12	12

Ces trois versions existent en six gammes « militaires », trois gammes « automobile » et neuf gammes « industrie ». Trois types de boîtier sont disponibles: métal (type 601), céramique (type 6931) et plastique (type 626).

Les CI proposés sont montés dans des boîtiers cylindriques à 8 fils ou rectangulaires à 8 broches. Dans les deux cas, les numéros des terminaisons sont les mêmes. A la figure 3 on donne les brochages, vus de dessus. En service, on recommande les alimentations suivantes:

$V_{CC} = +15$ à $+20$ V,

$V_{EE} = -15$ à -20 V.

Montages particuliers

Charge capacitive

La capacité shuntant R_L est de 10 nF comme indiqué à la

figure 4. C_L ne doit pas excéder cette valeur. Le dépassement sera ≤ 20 %.

Entre l'entrée inverseuse (-) et la masse, on trouve R qui est de 5 kΩ pour les LF 155/6 et de 1,25 kΩ pour le type LF 157.

L'alimentation est montée comme indiqué à la figure 2, valable, sauf mention, pour tous les autres montages indiqués ci-après.

Régler l'offset

S'effectue à l'aide du potentiomètre de 25 kΩ monté entre les points 1 et 5 comme prévu, la curseur étant relié au

7. V_{CC} + de l'alimentation positive (voir fig. 5).

Amplificateur à large bande

Le montage de la figure 6 est un amplificateur à large bande, et à sortie de ± 10 V. La tension d'entrée est de ± 1 V et on l'applique au point 2, entrée inverseuse. Le signal de ± 10 V, axé sur la ligne de masse, est obtenu au point 6 de sortie du CI LF 157.

Les deux alimentations seront branchées entre la ligne de masse et les points 7 (+) et 4 (-). L'entrée non inverseuse est à la ligne de masse.

Pour une tension de sortie de ± 10 V, c'est-à-dire 20 V crête à crête, la distorsion sera inférieure à 1 % pour une bande passante de 500 kHz (bande évaluée en puissance). Ce montage est soumis à la contre-réaction, réalisée par la résistance de 10 kΩ montées entre la sortie 6 et l'entrée inverseuse point 2.

Amplificateur non inverseur à gain unité

Son schéma de montage es donné à la figure 7. On peut voir qu'il y a peu de composants extérieurs. On n'a plus mentionné les alimentations qui sont disposées comme celles indiquées précédemment.

Le signal produit par un générateur est appliqué, évidemment, à l'entrée non inverseuse + (point 3 du CI) par l'intermédiaire de R_1 . D'autre part, la contre-réaction es appliquée à l'entrée inverseuse 2, par l'intermédiaire de R_2 . C et R_1 sont montés entre les deux entrées.

Voici un mode de calcul de composants R_1 , R_2 , C et C_L utilisera les formules pratiques

$$R_1, C \geq \frac{1}{2\pi \cdot 15 \text{ MHz}} \quad (1)$$

$$R_1 = \frac{R_2 + R_3}{4} \quad (2)$$

$$f_{3dB} \approx 5 \text{ MHz} \quad (3)$$

$$A_{ouverture} = 1 \quad (4)$$

Ces formules ne donnent lieu à aucune difficulté de cal

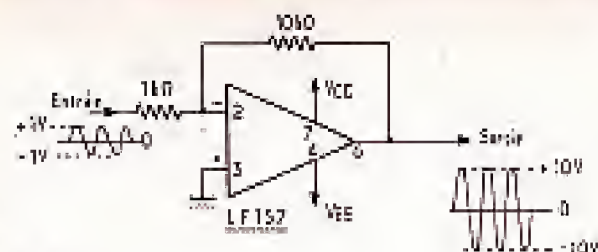


Fig. 6

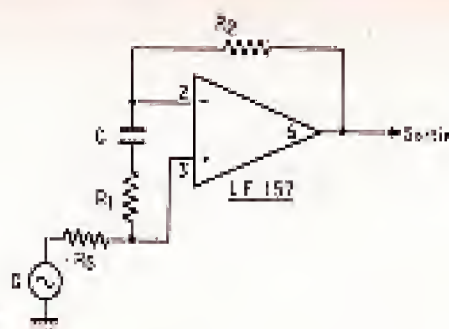


Fig. 7

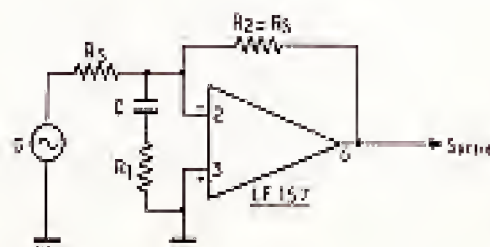


Fig. 8

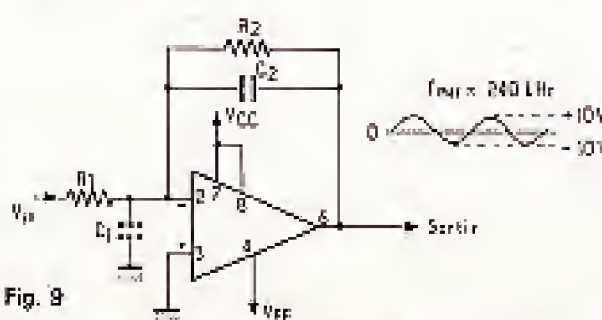
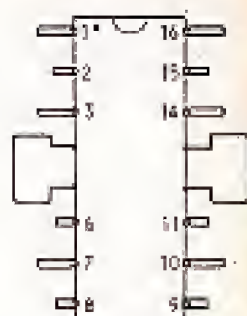


Fig. 9



16A 1590 Z
Vo. de dessin

Fig. 10

col, sauf la formule (1) qui peut s'écrire, avec le signe « égal » :

$$2 \pi R_1 C f = 1$$

Si f est donnée en MHz (5 MHz comme précisé), il faut que R_1 soit mesurée en ohms et C en microfarads.

Dans ces conditions

$$R_1 C \geq \frac{1}{6,28 \cdot 5} \\ = 0,0318 \text{ ohms} \cdot \text{microfarads},$$

ou, évidemment,

$$R_1 C \geq 0,0318 \mu\text{s} \quad (5)$$

En remarquant que dans les relations (1) et (2), ou (5) et (2), figurent quatre inconnues, R_1 , R_2 , R_s et C . Prenons $R_2 = 10\,000 \Omega$ et $R_s = 1000 \Omega$.

L'équation donne

$$R_1 = \frac{11000}{4} = 2750 \Omega,$$

et de l'équation (5), on tire :

$$C = \frac{0,0318}{2750} \mu\text{F},$$

ce qui donne

$$C = 0,00001156 \mu\text{F} \\ = 11,56 \text{ pF ou } \geq 11,56 \text{ pF}.$$

Le gain de tension A_v est égal à 1 et la fréquence à laquelle le gain de tension est 0,707 fois le gain maximum, est 5 MHz.

À 5 MHz, la tension de sortie est 0,707 fois celle d'entrée. Les tensions d'entrée et de sortie sont en phase.

Amplificateur inverseur à gain unité

On peut le réaliser d'après le schéma de la figure 8. Le CI à adopter est le LF 157.

Ce schéma ressemble au précédent sauf en ce qui concerne les points suivants :

- 1°) $R_2 = R_s$,
- 2°) le signal d'entrée est appliqué, par l'intermédiaire de R_s à l'entrée inverseuse, point 2.

Pour le calcul des éléments, utiliser les formules suivantes :

$$R_1 C \geq \frac{1}{2 \pi (5 \text{ MHz})} \quad (1)$$

$$R_1 = R_2 / 4 \quad (2)$$

$$A_{\text{continu}} = -1 \quad (3)$$

$$f_{-3\text{dB}} = 5 \text{ MHz} \quad (4)$$

Le calcul peut s'effectuer dans l'ordre ci-après. Prenons :

$$R_2 = R_s = 10\,000 \Omega$$

De ce fait (2) donne :

$$R_1 = \frac{10000}{2} = 5000 \Omega,$$

et d'après (1) :

$$C_1 \geq \frac{1}{6,28 \cdot 5 \cdot 5000}$$

ce qui donne :

$$C_1 \geq 0,00000637 \mu\text{F},$$

ou $C_1 \geq 6,37 \text{ pF}$

Le gain maximum est - 1, le signe - indiquant l'inversion.

Amplificateur à large bande

L'amplificateur de la figure 9 est analogue à celui de la figure 8 sauf la présence de C_2 shuntant R_2 .

Ce condensateur permet de réaliser la compensation de la capacité parasite d'entrée C_1 .

La compensation est effectuée si l'on a :

$$R_2 C_2 = R_1 C_1 \text{ approximativement.}$$

Prenons $R_2 = 2 \text{ k}\Omega$. La valeur mesurée de C_1 étant 3 pF environ, il vient

$$2000 \cdot C_2 = 3 R_1$$

avec R_1 en ohms et C_2 en picofarads. Prenons

$$R_1 = \frac{R_2}{2} = 1000 \Omega.$$

On a finalement :

$$C_2 = \frac{3000}{2000} = 1,5 \text{ pF}$$

Cet amplificateur doit être réalisé avec les CI, LF 155, LF 156 ou LF 157.

La capacité C_2 sera ajustable pour trouver la meilleure valeur. On obtiendra une bande passante (en puissance) de 240 kHz, calculée d'après la formule :

$$f_{\text{max}} = \frac{S}{2 \pi V_p}$$

dans laquelle S est la montée

de la tension (en V/ μs) et V_p le gain de puissance.

Pour le LF 157 A, $S_p = 50 \text{ V}/\mu\text{s}$ pour un gain de tension de 5 fois. La tension est de $\pm 10 \text{ V}$, soit 20 V crête à crête, avec $f_{\text{max}} = 240 \text{ kHz}$.

Pour plus de détails concernant les CI mentionnés, voir la notice du fabricant, Motorola, Monolithic JFET Input Operational amplifiers LF 155 - LF 156 - LF 157, etc. Doc. DS 9449.

CI pour son TV à modulation de fréquence

Généralités

Ce genre de CI est utilisable dans les téléviseurs noir et blanc et dans les téléviseurs couleur, dans les standards et normes dont le son est transmis en FM (modulation de fréquence) ce qui est le cas dans la plupart des émissions mondiales, sauf celles adoptées en France et quelques autres pays où le son est à modulation d'amplitude.

A noter toutefois que le son-FM doit être reçu également par les téléviseurs utilisés en France, du type multistandards recevant à la fois les émissions françaises et celles de nos voisins, dans les régions proches des frontières.

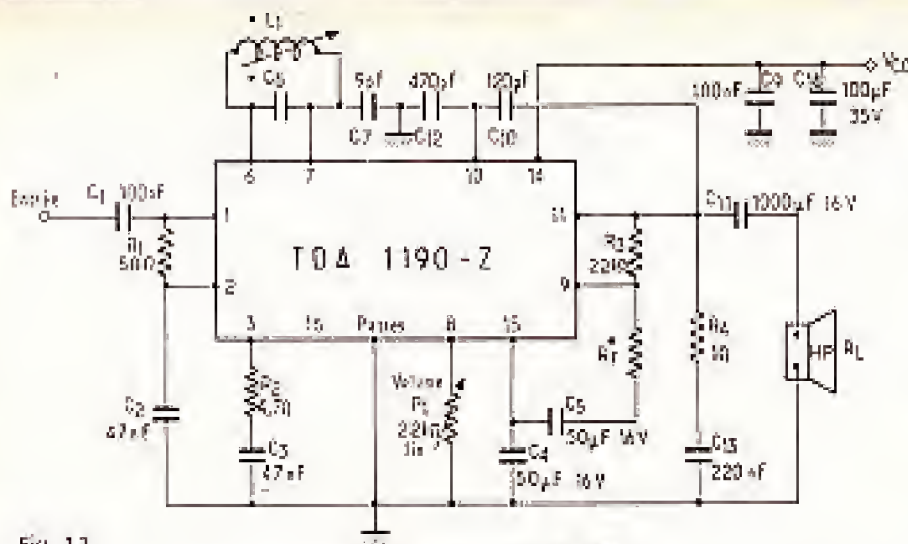


Fig. 11

Le CI TDA 1190 Z proposé par Motorola, possède des avantages nouveaux par rapport aux CI existants, destinés à la même application.

En effet, en plus de la partie FI et détection, ce CI contient aussi la partie BF complète, donnant à la sortie, une puissance de 4 W.

Voici ses principales caractéristiques :

- Puissance de sortie 4 W (avec $V_{cc} = 24$ V, $R_L = 16 \Omega$)
- Régage de volume linéaire
- Distorsion harmonique réduite
- Sensibilité élevée

En raison de la puissance élevée de sortie, le boîtier, du type rectangulaire, comporte à la place des broches du milieu, deux pattes à souder au dissipateur de chaleur.

Brochage

Voici à la figure 10 le brochage du TDA 1190 Z.

Le format est celui du boîtier à 16 broches. Les broches 4, 5, 12 et 13 sont remplacées par des pattes, à connecter électriquement à la masse.

Voici les branchements à effectuer :

- Broche
- 1 entrée FI
- 2 découplage
- 3 découplage
- 6 déphasage
- 7 déphasage
- 8 réglage de volume par continu

- 9 gain
- 10 compensation
- 11 sortie du signal BF
- 14 alimentation +
- 15 réjection de ronflement
- 16 désaccentuateur

Fonctionnement

Ce circuit qui a été spécialement conçu pour les récepteurs de télévision, assure les fonctions d'amplification FI, de filtre passe-bas, de détecteur de préamplificateur son et d'amplificateur de puissance, et de réglage de volume continu.

Le seuil de sensibilité d'entrée est de 40 mV, alors que la distorsion harmonique typique est de 0,75 % pour une puissance de sortie $P_o = 50$ mW, une fréquence porteuse $f_n = 4,5$ MHz avec $\Delta f = \pm 75$ kHz, une fréquence de modulation $f_m = 400$ Hz, une tension d'alimentation de 24 V et un haut-parleur de 16Ω . Le rapport signal/bruit typique est 65 dB pour un seuil d'entrée supérieur à 1 mV et une tension BF de 4 V. La commande de volume continu assure un affaiblissement de 90 dB.

Le TDA 1190 Z est livré sous boîtier plastique type 722A et peut fonctionner avec une tension d'alimentation comprise entre 9 et 28 V dans la plage de température 0 à 75 °C.

Il est évident qu'aux tensions inférieures à 24 V, la puissance de sortie sera moindre que

celle de 4 W. Avec 12 V, la puissance ne sera que de 1,5 W et R_L (haut-parleur) de 8Ω .

La distorsion sera de 2 % à 1,4 W, mais elle peut être réduite avec la contre-réaction.

La réponse en fréquence est de 70 à 12 000 Hz avec des valeurs des éléments convenables comme celles indiquées plus loin sur les schémas.

Ce CI, conçu aux USA, a été prévu initialement pour une FI de 4,5 MHz, obtenue par le procédé interporteuse.

Dans les montages européens, la FI sera de 5,5 MHz, évidemment.

Schémas pratiques de montage

Voici d'abord à la figure 11, le schéma du montage d'essais et de mesures, très proche du schéma réel de cette partie, montée dans un téléviseur.

Le signal à la FI adoptée, 5,5 MHz, provenant d'un générateur ou du téléviseur, est appliqué à l'entrée 1-2, de 50Ω grâce à R_1 .

On connectera les pattes à la masse (= alimentation unique) et le point 14 au + de l'alimentation.

La bobine de détecteur est branchée entre les points 6 et 7. Elle est accordée par C_6 .

Pour $f = 4,5$ MHz, on indique les valeurs suivantes :

- $L_1 = 10 \mu H$,
- $C_6 = 80$,
- $C_5 = 120$ pF.

Pour passer de 4,5 MHz à 5,5 MHz, dont le rapport est $5,5/4,5 = 1,22$, il suffira de diminuer L_1 ou C_6 de $1,22^2 = 1,49$ fois.

Soit alors

- $L_1 = 10 \mu H$
- et $C_6 = 120/1,49 = 80$ pF en
- ou $L_1 = 6,7 \mu H$
- et $C_6 = 120$ pF.

Pratiquement L_1 sera réglable et on l'accordera sur 5,5 MHz avec la valeur choisie de C_6 , 80 pF ou 120 pF ou 100 pF.

Le réglage de gain s'effectue par la variation de P_1 de valeur totale 22 k Ω , linéaire.

À la sortie BF du signal amplifié, point 11, on a disposé un condensateur isolateur C_{11} de 1000 μF , permettant ainsi de brancher le haut-parleur de R_L ohms, dans un circuit mis à la masse, en continu.

Les valeurs de R_L et R_1 dépendent de la tension d'alimentation adoptée.

On prendra :

- Pour $V_{cc} = 24$ V,
- $R_L = 16 \Omega$ et $R_1 = 47 \Omega$.
- Pour $V_{cc} = 12$ V,
- $R_L = 8 \Omega$ et $R_1 = 82 \Omega$.

La contre-réaction est établie par R_2 et R_1 , entre la sortie point 11 et les points 9 et 15 de l'amplificateur BF. D'autre part, la désaccentuation, qui a pour effet de compenser l'accentuation effectuée à l'émission (gain favorisé aux fréquences élevées) est réalisée par un circuit de constante de temps de 75 μs . Il s'agit du circuit composé de C_8 de 7,5 nF, la résistance R associée étant à l'intérieur du CI. Sa valeur peut être calculée. On a $RC_8 = 75 \mu s$. Si $C_8 = 7,5$ nF, il vient

$$R = \frac{75 \cdot 10^9}{7,5 \cdot 10^6} = 10\,000 \Omega.$$

Il est permis de modifier C_8 pour changer la tonalité si l'on désire, en augmentant ou en diminuant sa valeur.

Au point 15, on trouve aussi les éléments de réjection du ronflement.

Aux points 2 et 3, on trouve les éléments de découplage C_2 de 42 nF et $R_2 C_3$ de 4,7 Ω - 47 nF.

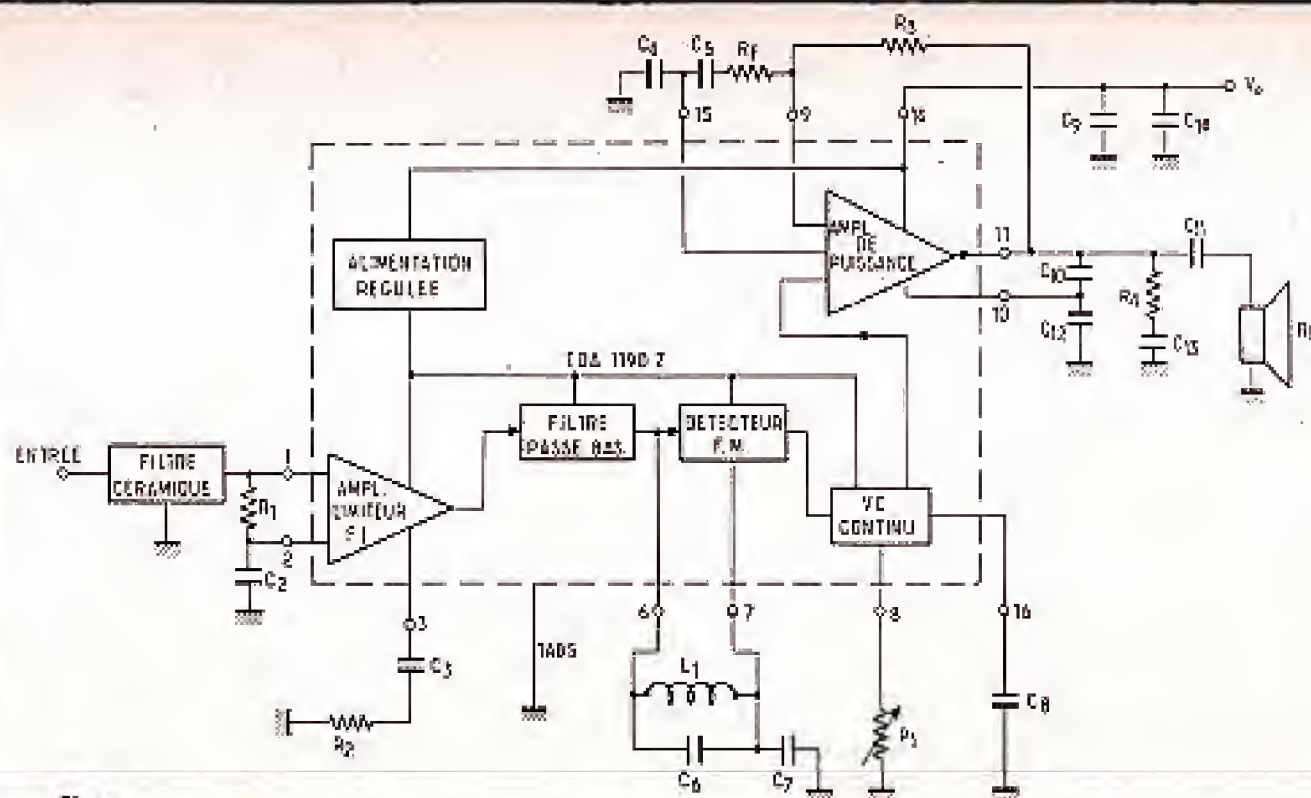


Fig. 12

Voici maintenant à la figure 11 le schéma pratique de montage du CI dans un téléviseur avec son FM. Les éléments ayant été indiqués selon la même nomenclature que ceux de la figure précédente, leurs valeurs ne sont pas mentionnées. Ce schéma permet de mieux saisir le fonctionnement de la partie « son », car on a indiqué les éléments intérieurs du CI. On y trouve à l'entrée un filtre céramique équivalent à un bobinage, accordé sur 5,5 MHz.

L'entrée du filtre céramique reçoit le signal du téléviseur prélevé sur la sortie du détecteur vision ou sur la sortie du premier étage VF.

Indications thermiques

La température en fonctionnement normal, T_A doit être comprise entre 0° et $+75^\circ\text{C}$. La température de jonction T_J est de 150°C . On peut tolérer la consommation maximum du circuit intégré à une température ambiante T_A donnée si la condition ci-après est satisfaite.

$$P_D = \frac{T_J - T_A}{R_{\theta}}$$

Dans cette formule :

P_D = dissipation de puissance utile à une température donnée d'utilisation T_A .

$T_{J(\text{max})}$ = température de jonction maximum, indiquée au tableau des caractéristiques maxima.

T_A = température maximum ambiante désirée pendant le fonctionnement de l'appareil.

R_{θ} = résistance thermique typique entre la jonction et le milieu ambiant.

Dans le cas présent on a :

$$R_{\theta} = 60^\circ\text{C/W}$$

$$T_A = 0^\circ \text{ à } 75^\circ$$

$$T_J = 150^\circ$$

Si l'on prend le maximum de T_A , on a :

$$P_D = \frac{150 - 75}{60} = 1,25 \text{ W}$$

Courants et tensions

Voici également les courants et les puissances mesurables sur le CI en fonctionnement. Le courant de repos est :

$$\text{à } V_{CC} = 24 \text{ V}$$

$$I_D = 11, 22, 35 \text{ mA}$$

$$\text{à } V_{CC} = 12 \text{ V}$$

$$I_D = 11, 19, 35 \text{ mA}$$

La première indication est la valeur minimum, la deuxième la valeur typique et la troisième la valeur maximum.

De ce fait, à 24 V, la puissance consommée au repos peut varier, selon les échantillons, entre $11 \cdot 24 = 264 \text{ mW}$ et $35 \cdot 24 = 840 \text{ mW}$ et à 12 V, $12 \cdot 19 = 228 \text{ mW}$. Les

tensions de sortie sont 11 à 13 V à $V_{CC} = 24 \text{ V}$ et 5,1 à 8,9 à $V_{CC} = 12 \text{ V}$. D'autre part la résistance d'entrée (broche 1 à masse) est de 30 k Ω lorsque le signal d'entrée est de 1 mV. De ce fait, la résistance R_1 (voir schéma) détermine la résistance d'entrée du montage récepteur. La capacité d'entrée dans les mêmes conditions est de 5 pF.

Autres amplis du CI

Bien que destiné spécialement comme récepteur de son FM dans les téléviseurs, ce CI doit pouvoir fonctionner également comme récepteur FM en le faisant précéder d'un sélecteur approprié.

Dans ce cas la FI sera de 10,7 MHz.

Ce montage peut être essayé par les expérimentateurs mais pour une réalisation de récepteur radio FM, il est préférable d'adopter un CI spécial qui permettra d'ailleurs de disposer entre le détecteur et le BF, un décodeur afin d'obtenir les deux signaux de canaux stéréo, ce qui ne semble pas possible avec le CI proposé.

À la figure 13 on donne l'aspect du CI TDA 1190 Z.

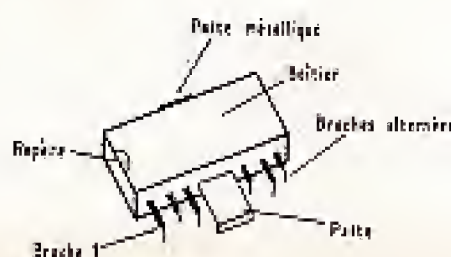


Fig. 13

UTILISATION DU TRANSFORMATEUR STATIQUE

ETUDE ET REALISATION D'ALIMENTATIONS BASSE TENSION A PONT CAPACITIF

POUR passer du réseau alternatif 50 Hz aux basses tensions habituellement utilisées dans les équipements à transistors, on a coutume de redresser – voire de réguler – une tension abaissée par un transformateur.

C'est, disons le tout de suite, la meilleure solution du point de vue isolement vis-à-vis du réseau et pour les problèmes de rendement en puissance.

Toutefois, un transformateur, c'est lourd, c'est généralement gros et cela rayonne un champ de fuite magnétique qui n'est jamais négligeable.

Ce dernier aspect rend l'alimentation par réseau et par transformateur tout à fait impossible dans certaines applications physiques et électroniques.

Une solution de rechange nous est heureusement offerte en utilisant des ponts de capacités, sorte de ponts diviseurs réactifs qui ne consomment pas d'énergie réelle. Il s'agit du transformateur « statique », circuit intéressant par sa légèreté et son absence de rayonnement mais qui soumet,

hélas, le châssis ou la masse du montage à l'influence du secteur.

Ceci impose des précautions de branchement car un courant dérivé peut s'écouler sur le sol par l'intermédiaire des condensateurs si on branche une terre ou le main; outre que la sensation ressentie par le manipulateur risque d'être douloureuse, il est possible de

faire déclencher le disjoncteur différentiel du secteur, s'il s'avère trop sensible.

Le montage se justifiera néanmoins chaque fois que l'équipement est isolé de l'extérieur. Citons par exemple, les pendules, les horloges, les chenillards et même les appareils munis de potentiomètres dont l'axe est en plastique. Un récepteur de radio entre dans

cette catégorie si la partie métallique de l'axe du CV n'est pas accessible de l'extérieur (penser à la vis du bouton !). La puissance de sortie de ce dernier appareil est, toutefois, limitée à moins de prendre de gros condensateurs lesquels deviennent alors volumineux, puisqu'ils doivent être obligatoirement en papier ou au diélectrique plastique.

En règle générale, les montages que nous préconisons pourront être réservés aux petits équipements autonomes et à faible consommation propre.

Définition du pont diviseur

Pour passer de U_0 à U_c tel que $U_c < U_0$, il faut utiliser un réducteur de tension qui peut être un pont diviseur: voir figure 1A. On a alors, à vide:

$$U_{c0} = U_0 \frac{Z_2}{Z_1 + Z_2}$$

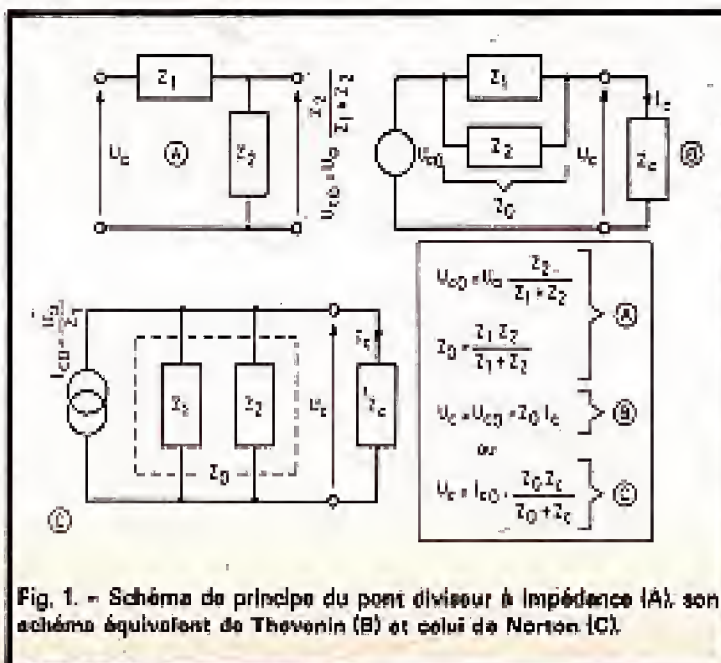


Fig. 1. - Schéma de principe du pont diviseur à impédance (A), son schéma équivalent de Thévenin (B) et celui de Norton (C).

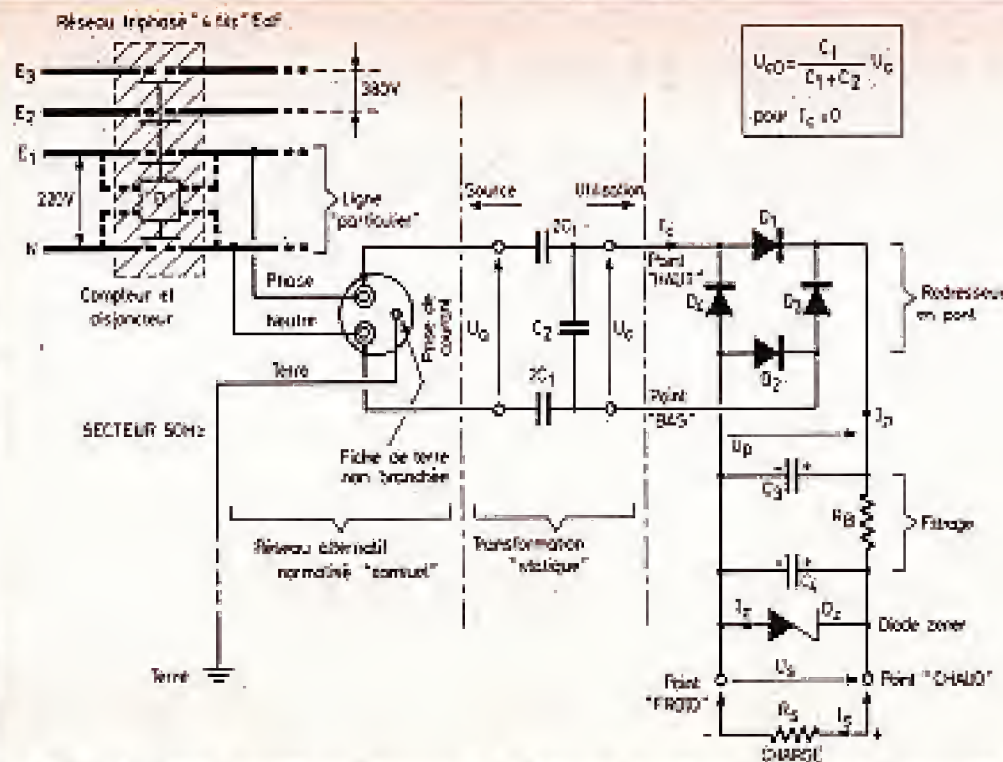


Fig. 2. - Schéma du système redresseur et régulateur obtenu à partir d'un pont de capacités.

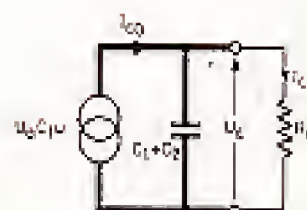


Fig. 3. - Schéma équivalent pratique.

Si les impédances évoquées sont des résistances, elles vont dissiper de l'énergie et, outre le fait que cela va chauffer l'environnement — dont l'équipement à alimenter ! — il va falloir employer des résistances bobinées coûteuses et volumineuses.

Si nous utilisons des selfs, nous revenons à l'usage de l'auto-transformateur avec les problèmes de poids et d'induction magnétique que l'on sait.

Il est donc logique de faire appel aux condensateurs et si une énergie réactive est effectivement consommée, elle n'est pas comptabilisée dans les compteurs domestiques tant que ces puissances restent effectivement faibles, c'est-à-dire non décelables à la sous-station électrique !

En exagérant cette consommation, les services de l'E.D.F. pourraient imposer la pose d'un VARmètre, mais il faudrait exiger des ampères, ce qui est hors de question dans nos applications !

Transformateur « statique »

Le circuit doit obéir à deux critères fondamentaux :

a) Il limite la puissance four-

nie tout en abaissant la tension disponible.

b) Il évite la liaison directe du circuit à une borne du réseau.

Cette dernière précaution minimise les risques d'électrocution propre aux montages « tous courants » classiques. Il est utilisé alors trois condensateurs montés en série comme l'indique la figure 2. On prélève la tension sur C_2 et l'on a :

$$U_{co} = U_s \frac{C_1}{C_1 + C_2}$$

pour $I_c = 0$.

Quand le système débite, U_c décroît régulièrement selon une loi complexe que nous allons démontrer plus loin.

Précautions à prendre vis-à-vis du réseau

Quel que soit le type de réseau alternatif utilisé (monophasé équilibré ou non, triphasé 3 fils sans neutre, triphasé 4 fils avec neutre, etc.), l'utilisation — c'est-à-dire le redresseur — est séparé de ses bornes par les capacités « $2 C_1$ ». Il ne faut pas utiliser

de mise à la terre et c'est impératif sous peine de déséquilibrer le montage.

Si nous adoptons le cas du réseau « force » classique, à savoir le triphasé $3 \times 220/380$ V à 3 fils + neutre, il est préférable de placer le neutre du côté du point « bas » (ou « froid » si il existe) — de l'utilisation.

Quand une « terre » vient accidentellement se connecter sur l'une des bornes de l'utilisation, le courant dérivé n'est limité que par la réactance de capacité « $1/2 C_1 \omega$ ». Il est évident que le courant i_d dérivé risque d'être important si la terre vient à se brancher sur la ligne E_1 : on a $i_d = 2j U_s C_1 \omega$ et si, par exemple, $C_1 = 0,2 \mu F$, pour $U_s = 220$ V il vient : $i_d = 27,6$ mA ; ce courant est souvent suffisant pour déclencher les disjoncteurs différentiels de faible calibre : 5, 10 et même 20 mA. Disons que c'est le cas pour quelques disjoncteurs de matériel électroménager (machine à laver, par exemple) ; cela n'est pas le cas pour les disjoncteurs E.D.F. installés chez les particuliers puisqu'ils sont, en général, réglés pour 600/700 mA.

Il est, toutefois, conseillé de repérer les phases du réseau au moyen d'un testeur à néon : la

phase qui n'éclaire pas le néon — c'est-à-dire le neutre — doit donc être branchée de préférence du côté du point « bas » de l'utilisation : voir figure 2.

Choix des valeurs

Quand on observe le schéma du pont diviseur de la figure 2, on constate que l'on emploie, en série avec chaque fil du réseau, une capacité « $2 C_1$ ». Tout se passe comme si l'on avait un condensateur équivalent C_1 en série avec C_2 .

Si l'on remplace les impédances des formules exposées, figure 1, par les réactances de capacité, nous remarquons que le courant de court-circuit I_{cc} est d'autant plus élevé que C_1 est grand lui-même :

$$I_{cc} = j C_1 \omega U_s$$

Ce courant se répartit dans la charge Z_c et dans la capacité équivalente « $C_1 + C_2$ » exprimée par Z_c . La charge ne recueille donc qu'une petite partie du courant I_{cc} disponible.

Le problème se complique par le fait que Z_c est sensiblement ohmique alors que Z_c est réactif pur.

En tenant pour acquis le fait que $Z_C = R_C$, nous aurons le schéma équivalent de la figure 3: il s'agit d'un circuit « RC » classique dont la théorie est résumée sur la figure 4: la courbe plonge, ici, pour:

$$R_{Co} \leq 1/(C_1 + C_2) \omega$$

Par conséquent, si l'on souhaite que la réduction de U_C à U_{Co} se fasse sans que la charge R_C influe trop sur la tension, on devra s'arranger pour que le courant I_C pris par R_C reste nettement plus faible que I_{Co} .

Ce n'est toutefois pas une obligation car il est parfois dif-

ficile de trouver les valeurs de capacité en rapport avec les composants normalisés disponibles; I_C pourra alors se rapprocher de I_{Co} , sans jamais l'atteindre, bien entendu... U_C sera tiré ensuite du graphique de la figure 3, x étant alors connu.

Redresseur en pont

Description:

Pour redresser U_C en double alternance, il faut s'affranchir de l'usage d'un transformateur

à point milieu. Dans le cas de la figure 2, on utilise 4 diodes montées en pont, suivies d'une cellule de filtrage en π et fournissant une tension continue U_C réglée par la diode zener D_1 .

Pour que cette régulation s'opère avec le maximum d'efficacité, on sait que les courants I_2 et I_3 doivent être très voisins au repos. On a par conséquent:

$$U_p = U_C + R_0 I_p$$

et

$$I_p = 2 I_{Co} \text{ (valeur constante).}$$

Application:

Dans ces conditions, considérons le cas d'une source de référence « 4 V » qui ne doit pas débiter plus de 1 mA sur une charge extérieure « R_0 ».

Pour réguler, on choisit une diode zener type 1 N 4733-4F consommant donc également 1 mA et on aura:

$$I_p = 2 \text{ mA}$$

ce courant doit rester sensiblement constant quelles que soient les fluctuations de I_C .

En se fiant aux formules théoriques établies précédemment, nous pouvions estimer la tension nécessaire aux bornes de C_2 :

$$U_p = 4 + 2,27 = 6,4 \text{ V}$$

si l'on choisit arbitrairement $R_0 = 2,7 \text{ k}\Omega$.

En fait, cette valeur a été choisie telle que V_Z soit environ double de V_C , condition empirique permettant d'obtenir une régulation convenable avec une diode zener fonctionnant dans sa zone normale de travail.

Fonctionnement:

Connaissant la tension continue U_C nécessaire, il faut recourir à la notion de rendement pour obtenir la tension alternative U_{Co} qui précède le redressement en pont.

Pour connaître ce rendement, il faut estimer la valeur équivalente aux résistances des diodes et à celle de la charge R_p .

Le pont se comporte en fait comme deux redresseurs fonctionnant successivement pour chaque alternance du signal et chaque voie comporte deux diodes en série. La tension à leurs bornes s'élève à $2 \times 0,63 = 1,26 \text{ V}$ pour un courant moyen de 1 mA (1 N 914).

Pourquoi 1 mA, comme courant moyen? parce que le montage est doubleur d'intensité et que le courant traversant réellement chaque paire de diodes est en fait une suite d'impulsions de forte amplitude mais se répétant toutes les 20 ms (voir figure 5).

Par conséquent, tout se passe comme si l'on avait

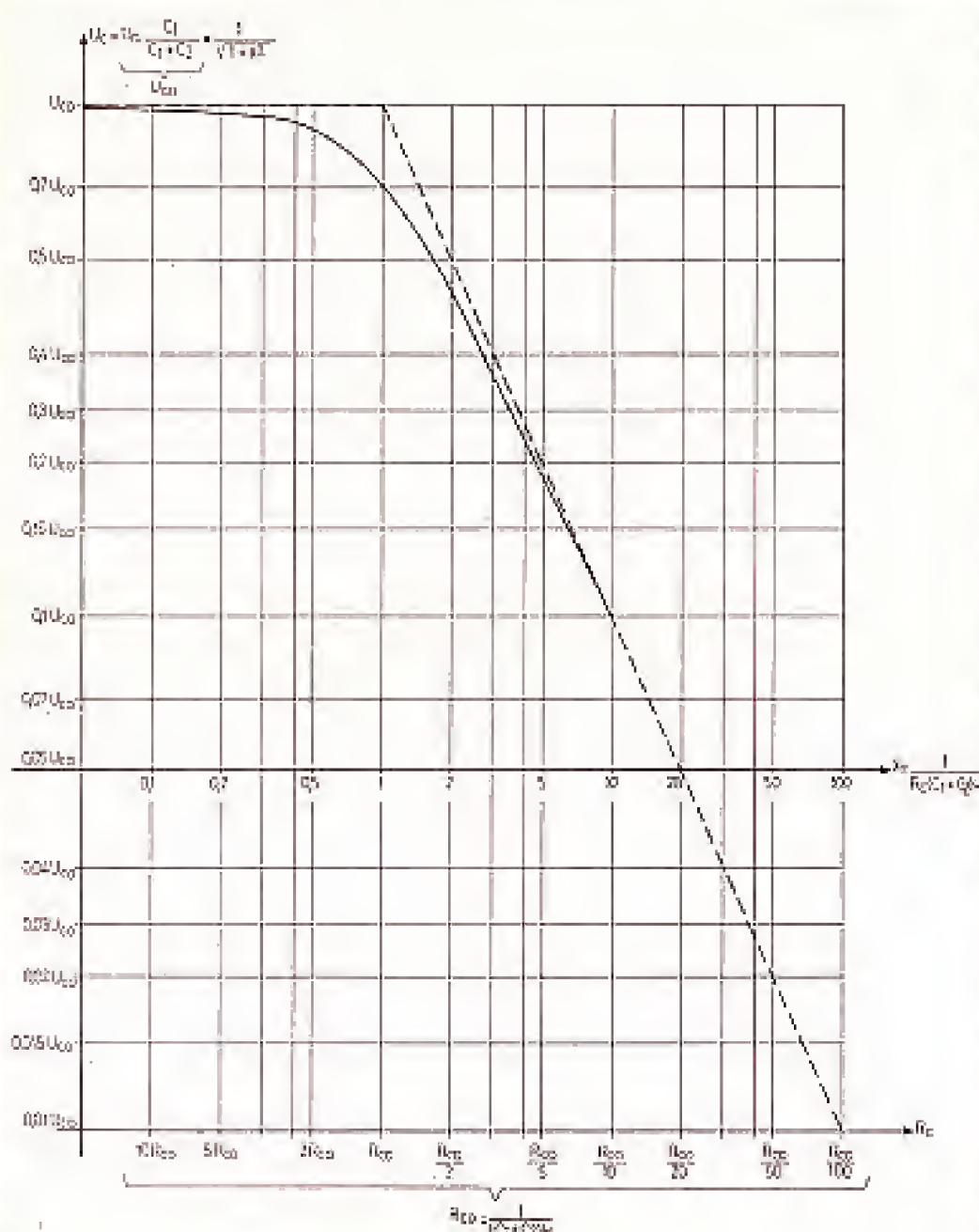


Fig. 4. - Graphique permettant de calculer l'affaiblissement du pont capacitif.

affaire à une résistance de diode égale à :

$$R_d = \frac{\text{chute continue } U_d}{\text{courant moyen } I_{d \text{ moy}}}$$

$$\frac{1,26}{210,3} = 630 \Omega$$

Dans cette considération, quelque peu empirique, on assimile et regroupe à la fois les tensions de coude et les résistances internes dynamiques des diodes, phénomènes assez difficiles à maîtriser sur le plan théorie pure. D'autre part, si l'on ramène les impulsions de courant de la figure 4 à un courant moyen, vis-à-vis de ce dernier, les diodes D_1 et D_2 se trouvent en parallèle sur l'autre paire $D_3 + D_4$. Ceci explique que dans l'estimation de R_d , on prenne le courant moyen total de 2 mA.

Pour connaître le rendement on se reporte au graphique de la figure 5 (cf. Cours de Radioélectricité générale de J. Doman, Editeur Dunod), établi en fonction du rapport

$$\frac{R_d}{R_c}$$

ou, encore, puisque :

$$R_p = \frac{U_d}{I_p} \text{ et } R_d = \frac{U_d}{I_r}$$

$$\frac{U_n}{U_d} = \frac{\text{tension redressée}}{\text{chute aux bornes du redresseur}}$$

$$= \frac{9,4}{1,26} = 7,5$$

Dans cette figure, on obtient le rendement $\eta = 0,665$ et le rapport $\sigma = 0,605$.

Ce dernier facteur nous permet de connaître la tension

$$U_c = \frac{\sigma \sqrt{2}}{U_p} = 9,1 \text{ Veff}$$

La puissance consommée par R_p s'élève à :

$$P_p = U_p I_p = 9,4 \cdot 10^{-3}$$

$$= 18,8 \text{ mW.}$$

Si $\eta = 0,665$, nous avons :

$$P_c = \frac{18,8}{0,665} = 28,2 \text{ mW}$$

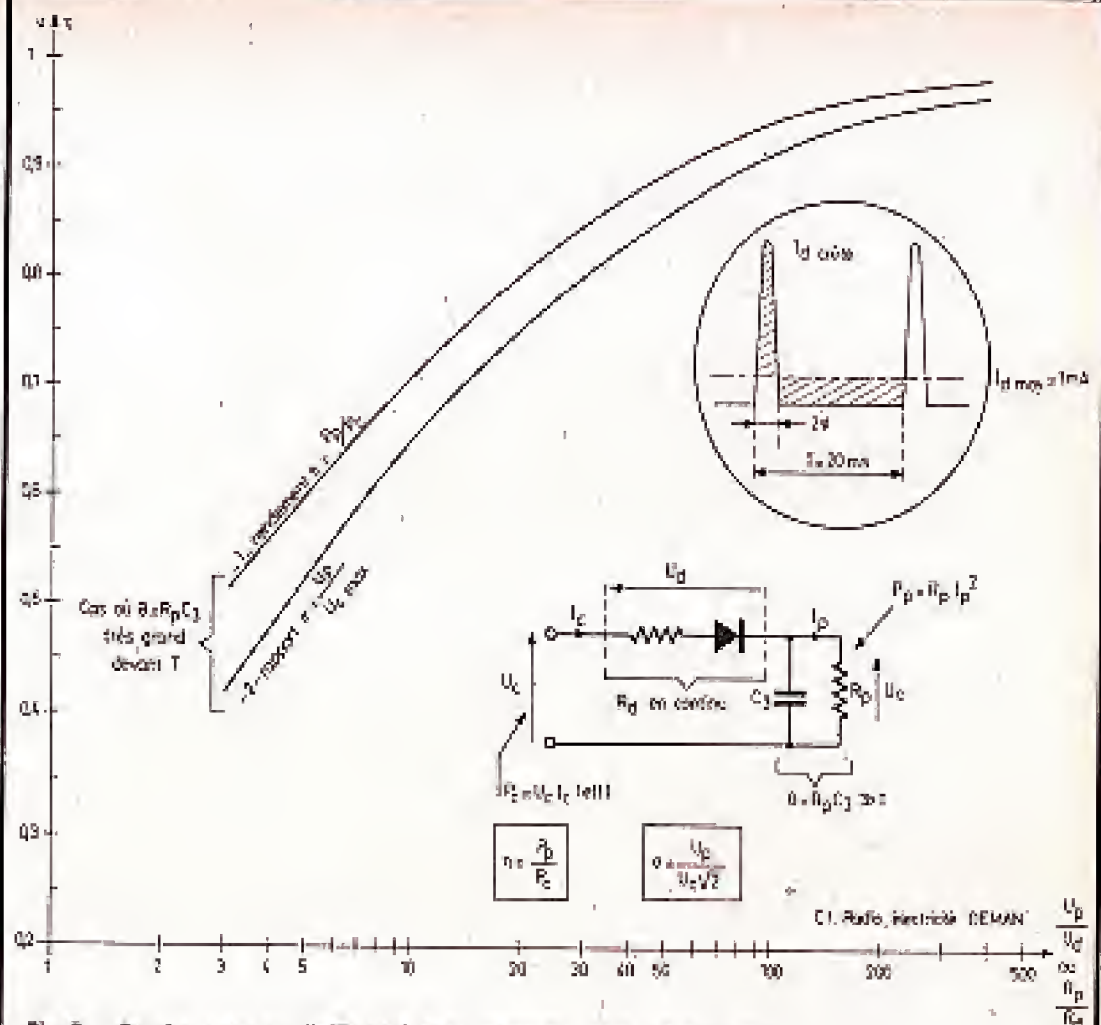


Fig. 5. - Courbe montrant l'efficacité d'un redresseur mono-alternance.

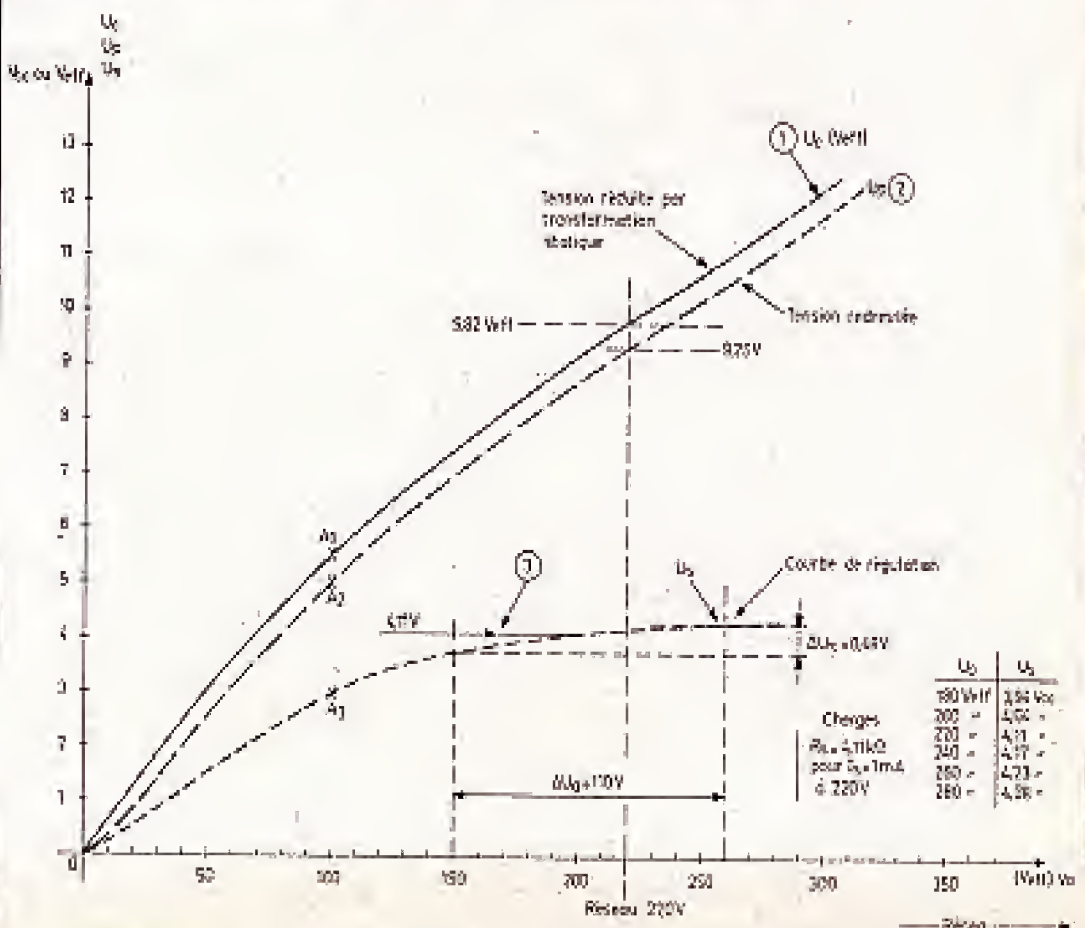


Fig. 6. - Action de la transformation statique et régulation AMONT.

ce qui nous permet de calculer l'indispensable résistance apparente :

$$R_c = \frac{U_c^2}{P_c} = \frac{83}{28,2} 10^3$$

$$= 2940 \Omega$$

Ce mode de calcul n'est valable que si la constante de temps $C_3 R_p$ est très grande devant la période du secteur ($T = 20 \text{ ms}$).

Au cas où la constante de temps s'approche de la période, les courbes de la figure 5 descendent progressivement pour se limiter à une ordonnée voisine de 0,4. Dans cette éventualité, le calcul est inutile puisque la tension redressée devient trop faible.

Calcul du pont capacitif

Le pont doit donc fournir $U_c = 9,1 \text{ V}$ eff sur $R_c = 2940 \Omega$. En analysant la formule exprimée figure 4, nous voyons la nécessité de se donner une valeur de capacité ou bien la somme $C_1 + C_2$.

On peut également se donner le facteur x et remonter la formule jusqu'à la somme $(C_1 + C_2)$.

Certes, il existe un calcul rigoureux mais sa complexité nous rebute : il est digne de la machine à calculer !

En général, on se donne plutôt une valeur de C_1 qui permette d'obtenir un I_{co} sensiblement plus grand que I_c : voir le schéma équivalent, figure 3. Ainsi, C_1 limite automatiquement le courant fourni par le secteur et nous créons ainsi une protection valable du montage, si un court-circuit se pratique sur la sortie continue. Moyennant quoi, plaçons-nous dans ces conditions limites et posons :

$$I_{co} = |C_1 \omega U_a|$$

$$\geq \frac{U_c}{R_c} = 3,1 \text{ mA}$$

Il vient, par conséquent :

$$C_{1\text{min}} \geq \frac{3,1 \cdot 10^{-3}}{2\pi \cdot 50 \cdot 220} \approx 45 \text{ nF}$$

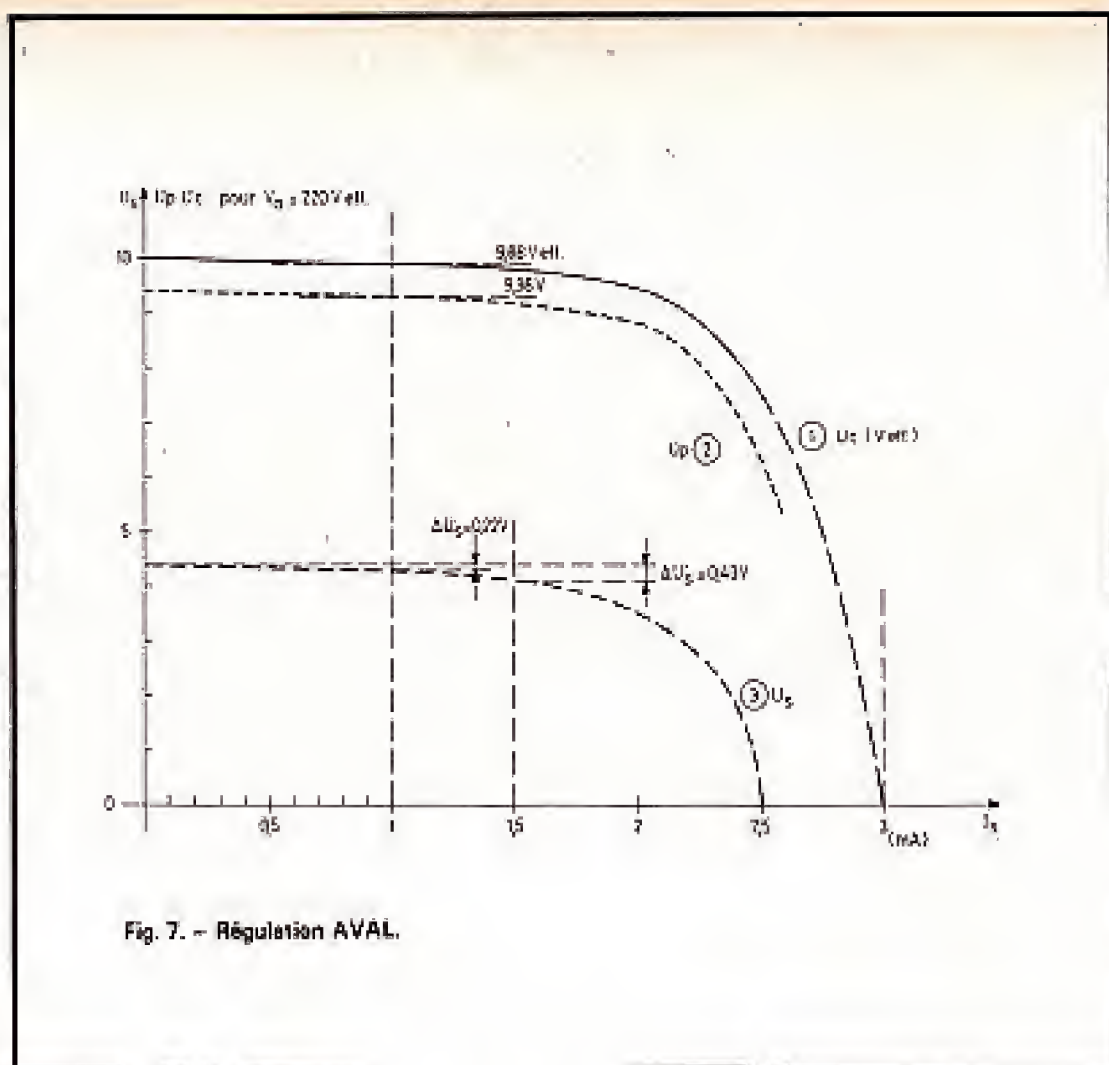


Fig. 7. - Régulation AVAL.

Dans la structure symétrique de la figure 2, on placera donc, en série avec le secteur, deux condensateurs de $0,1 \mu\text{F}$ ($2 C_1$). Ensuite, on se reporte au schéma équivalent de la figure 3 dans laquelle on calcule $I_{co} = |U_a C_1 \omega| = 3,48 \text{ mA}$ si $C_1 = 0,05 \mu\text{F}$.

On a alors :

$$C_1 + C_2 = \sqrt{\frac{I_{co}^2 - I_c^2}{U_c \omega}} = 0,53 \mu\text{F}$$

avec $I_c = 3,1 \text{ mA}$, ce qui conduit à $C_2 = 0,47 \mu\text{F}$.

Par curiosité, nous pouvons calculer :

$$x = \frac{1}{2940 \cdot 0,53 \cdot 10^{-6} \cdot 2\pi \cdot 50} = 2$$

Nous sommes à $0,45 U_{co}$ sur la courbe de la figure 4, ce qui donne $U_c = 9 \text{ V}$. Disons, en résumé, que tout ce qui a été calculé résulte d'un compromis et que d'autres solutions sont parfaitement pensables : il suffit de respecter le rapport

$$\frac{C_1}{C_1 + C_2}$$

qui permette l'obtention de $U_c = 9,1 \text{ V}$ sur 2940Ω avec $U_a = 220 \text{ V}$. Si ce rapport est modifié, x doit être corrigé et l'on change à la fois de I_{co} et de C_1 .

Expérimentation

Considérons le montage de la figure 2 dans lequel on retient les valeurs précédemment calculées :

$2 C_1 = 0,1 \mu\text{F}$ (250 V)

$C_2 = 0,47 \mu\text{F}$ (100 V)

$C_3 = 40 \mu\text{F}$ (40 V)

$C_4 = 100 \mu\text{F}$ (16 V)

$R_b = 2,7 \text{ k}\Omega$ (1/2 W)

D_1 à $D_4 = 1 \text{ N } 914$

$D_2 = 1 \text{ N } 4733$ (4 F).

La tension d'alimentation provenant d'un alternostat, on peut observer, figure 6, l'action de la transformation statique et celle de la régulation amont.

La courbe 1 donne la loi de variation de la tension U_c en charge sur le redresseur. On constate une variation de pente résultant de l'effet zener de la diode D_2 apparaissant dès le point A.

La tension redressée U_p suit la même variation au rendement de détection près. Le rapport :

$$\sigma = \frac{9,26}{\sqrt{2} \cdot 9,82} = 0,667$$

est très proche de l'estimation théorique (0,605).

La courbe 2 de la figure 5 donne un rapport $U_p / U_a = 7,6$ ce qui pour $U_p = 9,26 \text{ V}$ (avec $U_a = 220 \text{ V}$) donne $U_a = 1,22 \text{ V}$ soit $0,61 \text{ V}$ pour chaque diode, ce qui est dans les grandeurs possibles pour $I_c = 1 \text{ mA}$.

La régulation amont montre, figure 6-3, un résultat assez honorable dans la plage très étendue de variation : $150 \text{ V} < U_a < 260 \text{ V}$.

Sans débit extérieur - cas d'une source de référence -, la régulation serait nettement meilleure.

Quant à la régulation aval fournie par la courbe 3 de la figure 7, elle précise la zone de limitation de courant qui débute à $1,5 \text{ mA}$ mais se concrétise à 2 mA .

La courbe 1 montre l'orientation prise en alternatif par la chute : on trouve environ $I_{sat} = 3 \text{ mA}$.

Sans vérifier le calcul théorique puisqu'il s'agit ici d'un courant continu de sortie, un rapport certain apparaît avec I_{co} que fournit C_1 en série avec U_0 . Une limitation de courant donc une protection existe bien grâce à ce composant.

Réalisation (exemple)

Nous ne ferons pas l'injure de proposer aux lecteurs un montage type. Il n'en existe pas, le but de cet article étant de placer une alimentation là où est prévue généralement une pile.

L'important est ailleurs : dans la théorie, puisqu'elle permet de résoudre par un calcul judicieux son problème particulier.

Pour cette raison, ne connaissant pas les dimensions du réceptacle où va se

placer la maquette, il n'est guère facile de conseiller une présentation plutôt qu'une autre.

Par contre, il semble préférable de choisir un circuit imprimé en long chaque fois que le système prend la place d'une ou plusieurs piles de 1,5 ou de 3 V : voir l'exemple à circuit veroboard de la figure 8. Il fait $L = 62 \text{ mm}$, $l = 20 \text{ mm}$ et $h = 17 \text{ mm}$, ce qui correspond sensiblement à l'encombrement d'une pile « torche » de 1,5 V mais la maquette fournit 4 V.

La diode zener peut alors s'adapter à la situation et le choix doit se faire sur les multiples catalogues de transistors et diodes, fournis par les constructeurs.

On retiendra les diodes zener de faible consommation ou de faible puissance. La maquette de la figure 8 utilise du veroboard au pas de 3,81 mm dont nous donnons, figure 9, le plan de coupe des bandes et leur câblage. Ce matériel de récupération peut être remplacé par un circuit au pas standard de 2,54 mm et

l'on ne devrait rencontrer aucune difficulté pour faire l'adaptation de 3 bandes pour 2 bandes.

Cas d'une alimentation 2 x 15 V - 20 mA

Présentation :

Dans bon nombre d'applications, on doit alimenter des micro-circuits en $\pm 15 \text{ V}$, symétrique par rapport à un pôle commun.

Ce dernier aspect nous impose un double circuit déplié par rapport à un point milieu que nous pouvons obtenir en dédoublant la capacité C_2 .

On aboutit au schéma de la figure 10. Nous insistons sur le fait que le système ne doit pas avoir un accès extérieur où la main puisse se poser. Il n'existe plus en France, un seul réseau monophasé équilibré c'est-à-dire sans retour à la terre et des risques d'électrocution sont toujours possibles, si l'on se retrouve soi-même à la terre. Notons que ce conseil est valable pour tous les équipements

du type « tous courants », système encore utilisé dans les téléviseurs bon marché provenant d'Outre Rhin ou du Bénélux. N'épiloguons pas sur cette dangereuse coutume !

Calcul des éléments

Le montage de la figure 10 fait appel à des diodes zener de 15 V et dont le courant maximal peut atteindre 40 à 50 mA. Nous choisissons des composants Intermetel ITT ZY 15 de 1,3 W. Nous remarquerons que leur branchement est inversé puisque les tensions fournies s'opposent par rapport à la référence 0.

Le redressement s'effectue à « double alternance » mais n'utilise que deux diodes. L'indispensable point milieu est obtenu au moyen de deux condensateurs égaux représentant C_2 .

Dans le cas où le courant de sortie doit atteindre 20 mA, il faut admettre que D_{Z1} et D_{Z2} en consomment autant.

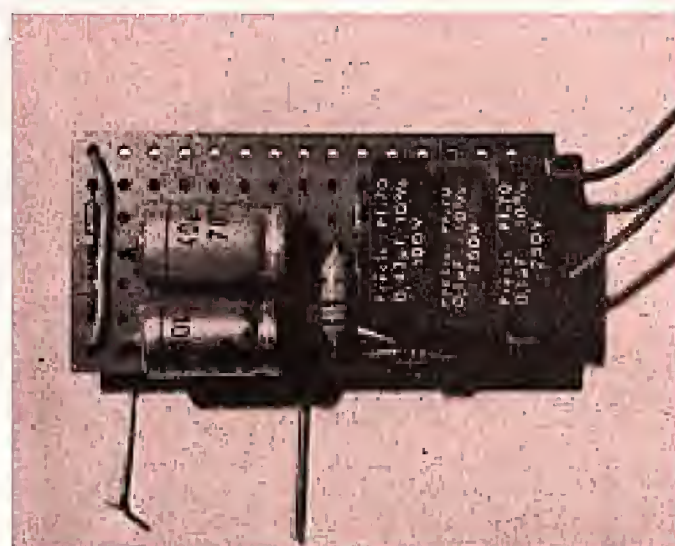
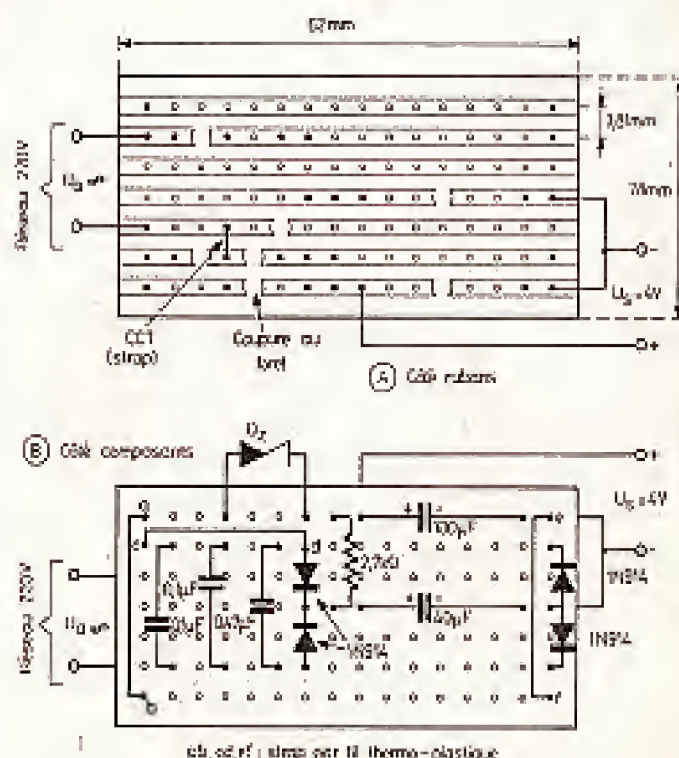


Fig. 8.

Fig. 9. - Plan de coupe des rubans cuivrés (bandes imprimées) et montage des composants. La grille est au pas de 3,81 mm et comporte 16 x 7 trous.



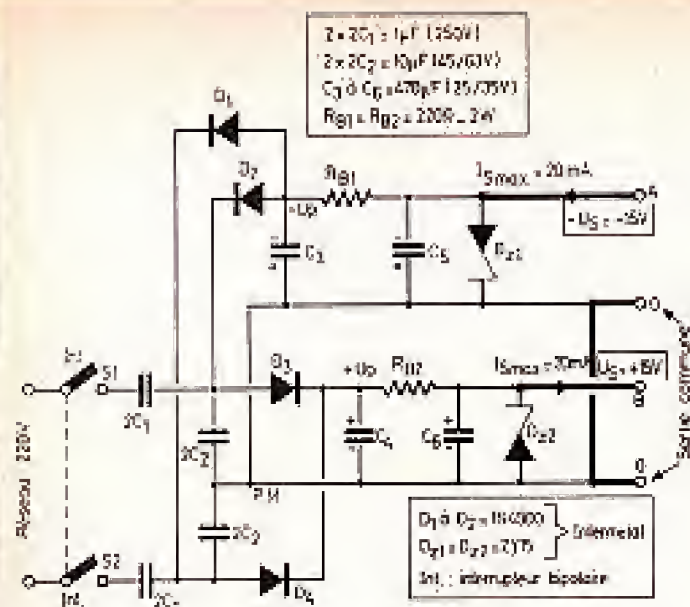


Fig. 10. - Exemple de montage redresseur et régulateur $\pm 15V$ - 20 mA alimenté à partir d'un pont de capacité.

③ Aspect et dimensions des condensateurs du polyester minéralisé de marque LCC.

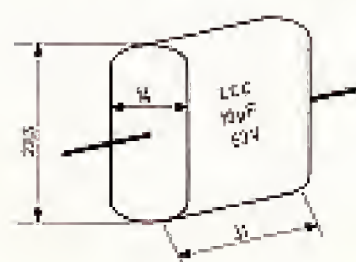
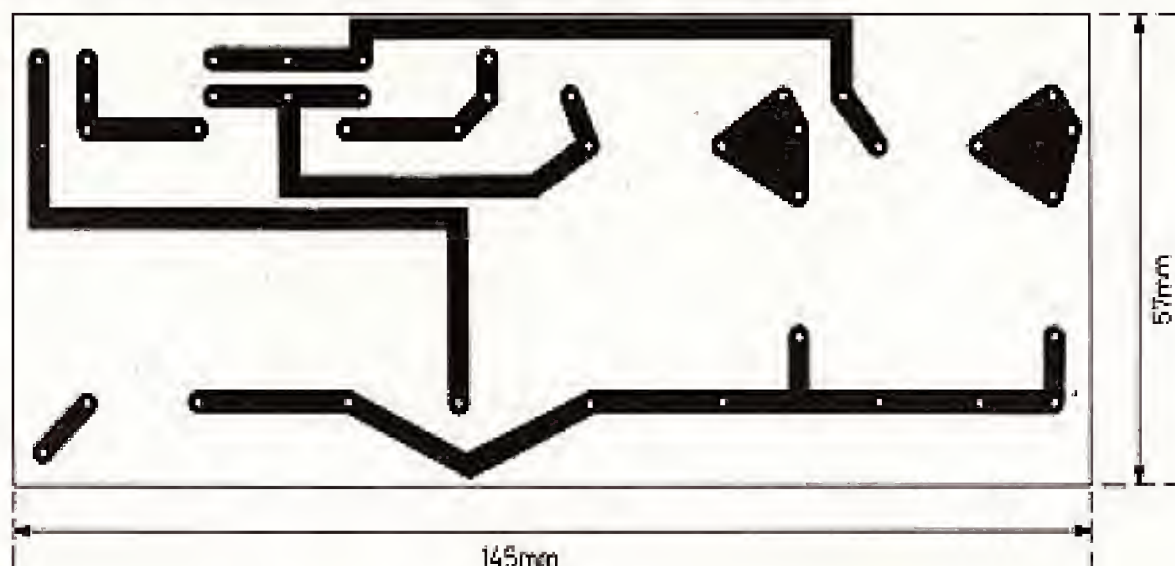
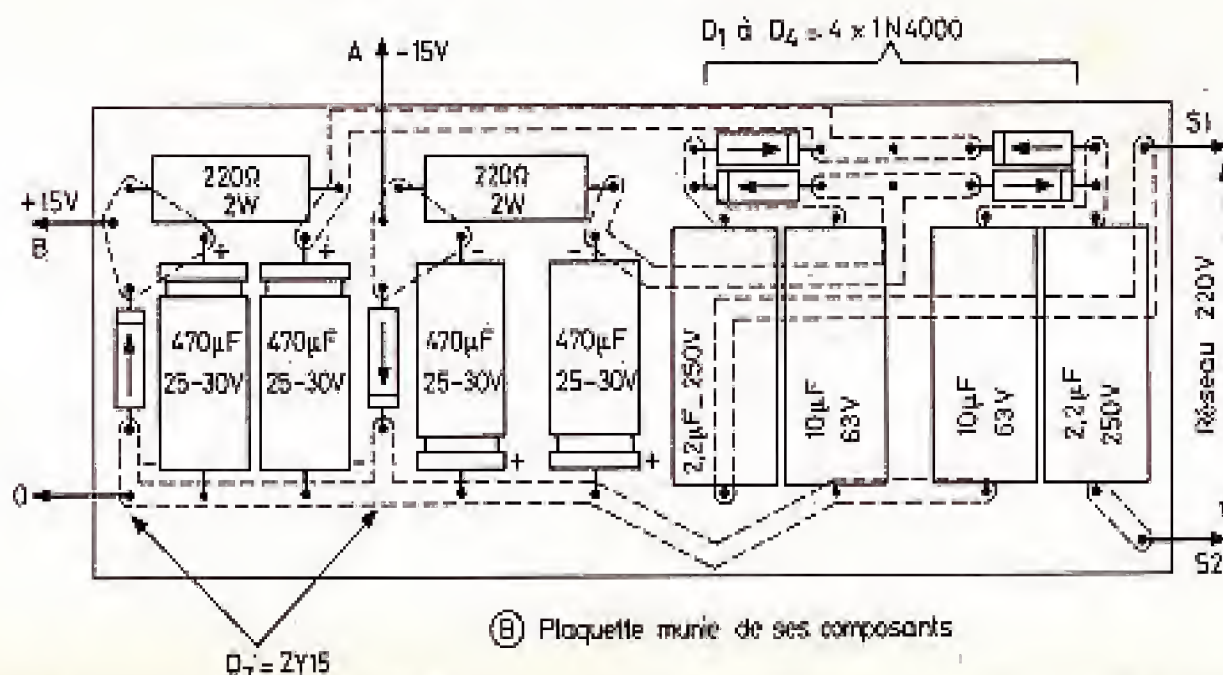


Fig. 11. - Exemple de circuits imprimés pour l'alimentation 2 x 15 V symétrique par rapport à 0 V.



④ Circuit imprimé côté "bandes cuivrées"



⑤ Plaque munie de ses composants

R_{g1} et R_{g2} peuvent chuter P_{max}/I_{pmax} soit par exemple 25 V pour des résistances de 1 W avec $I_p = 40$ mA. Il est préférable de réduire la chute car ces résistances au carbone n'apprécient pas de chauffer. Par ailleurs, si l'on élève trop la tension aux bornes de C_3 et de C_4 , les condensateurs électrochimiques vont devenir par trop volumineux. On aboutit donc au compromis tel que $U_p = 23$ V ce qui fait :

$$R_{n1} = R_{n2} = \frac{23 - 15}{40}$$

= 220 Ω (2 W) valeur normalisée.

Avec $U_p = 23$ V et $I_p = 40$ mA,

$$R_p = \frac{23}{40 \cdot 10^{-3}} = 575 \Omega$$

Cette valeur est assez faible et les condensateurs C_3 et C_4 doivent être assez élevés. Pour satisfaire la condition $\tau = 200$ ms, on aura :

$$C_3 = C_4 \geq \frac{200 \cdot 10^{-3}}{575} \approx 350 \mu F$$

On prendra $C_3 = C_4 = 470 \mu F$ (25/30 V). On choisira des valeurs identiques pour C_5 et C_6 .

Chaque diode est parcourue par un courant moyen de 20 mA (il s'agit, ici, d'un montage doubleur d'intensité à 2 diodes et à point milieu capacitif) ; avec $D_1 = D_4 = 1$ N 4000 (Intermetal ITT) nous avons $U_d = 0,7$ V pour $I_d = 20$ mA. Le rapport σ est donc assez élevé.

$$\text{Avec } U_p = \frac{23}{U_d} = 32$$

la figure 5 nous donne $\sigma = 0,81$, ce qui fait :

$$I_p = \frac{23}{2 \cdot 0,81} = 20 \text{ veff}$$

Par ailleurs, $P_p = 23 \cdot 40 \cdot 10^{-3} = 0,92$ W. La figure 5 nous donne le rendement $\sigma = 0,86$ soit $P_c = 1,07$ W.

Par conséquent,

$$I_c = \frac{P_c}{U_c} = \frac{1,07}{20} = 53,5 \text{ mA}$$

Nous choisirons un courant limite I_{c0} sensiblement supérieur ce qui déterminera un condensateur C_1 minimum.

Soit, par exemple, $I_{c0} = 66$ mA, nous aurons :

$$C_1 = \frac{66 \cdot 10^{-3}}{220 \cdot 2 \pi \cdot 50} = 1 \mu F$$

D'où $2 C_1 = 2 \mu F$ ou $2,2 \mu F$ en série avec chaque borne du secteur.

Nous avons démontré plus haut que :

$$C_1 + C_2 = \sqrt{\frac{I_{c0}^2 - I_p^2}{U_c \omega}}$$

L'application donne $C_1 + C_2 = 6 \mu F$ soit $C_2 = 5 \mu F$. Comme on double cette valeur pour pratiquer un point milieu, on placera deux condensateurs de 10 μF en série (2 C_2) ; leur isolement peut se limiter à 25 ou 30 V mais il est évident que leur technologie doit faire appel au papier ou au film plastique ; les versions électrochimiques sont évidemment interdites. On peut obtenir 10 μF en plaçant plusieurs condensateurs de valeur plus faible en parallèle (par exemple $2 \times 4,7 \mu F$). Il est évident que la réalisation d'une telle alimentation demande un encombrement voisin de celui employant un transformateur. Le seul avantage réside dans l'éventuelle souplesse de réglage de la tension alternative U_c et dans l'absence d'induction magnétique propre aux transformateurs et aux selfs.

Comme exemple de réalisation, nous préconisons le circuit imprimé de la figure 11. Nous arrivons, en dimensions, à 145 x 57 x 25 mm, ce qui entre dans l'encombrement d'un boîtier de piles contenant deux jeux de 5 piles de 3 V.

Le circuit proposé fait appel à des condensateurs de marque LCC. Il est évident que des composants différents entraîneraient une adaptation du tracé.

Roger Ch. HOUZÉ
Professeur à l'ECE

CHAUFFAGE ELECTRIQUE MOINS CHER

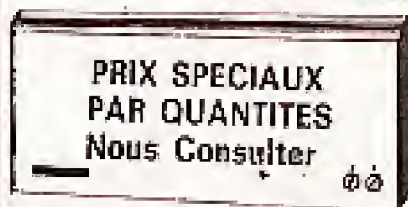
GRANDES
MARQUES



CALDER CID AIRELEC DAMELEC ASTORIA

CONVECTEURS MURAUX			
	GRANDE MARQUE	0,50 kW	Prix net 240 F
		0,75 kW	Prix net 350 F
		1,00 kW	Prix net 470 F
		1,25 kW	Prix net 590 F
	THERMOSTAT INCORPORE	1,50 kW	Prix net 294 F
		1,75 kW	Prix net 394 F
		2,00 kW	Prix net 494 F
		2,25 kW	Prix net 594 F
PRIX DE GROS		2,50 kW	Prix net 694 F
		3,00 kW	Prix net 844 F

MODELES EXTRA-PLATS : 6 cm. NORME NF
AIRELEC ET DIMPLEX



PRIX SPECIAUX
PAR QUANTITES
Nous Consulter

Grille de test.	
THERMOSTAT à bulbe très faible INFRAROUGE ; MARCHÉ-ARRÊT	
600 W	260 F
800 W	285 F
1.000 W	300 F
1.200 W	320 F
1.500 W	350 F
2.000 W	380 F

SPECIAUX SALLE DE BAINS
à double isolement - Soufflants et convecteurs
CONVECTEURS SUR PIED à partir de 140 F (1.000 W)

ACCUMULATION TRÈS GRANDES MARQUES CALDER Résistances additionnelles complètes sans supplément de prix.

2 kW	1.550 F	au lieu de 1.975 F
2,5 kW	1.850 F	au lieu de 2.350 F
3 kW	2.150 F	au lieu de 2.650 F
4 kW	2.340 F	au lieu de 2.780 F
4,5 kW	2.430 F	au lieu de 2.900 F
5 kW	2.580 F	au lieu de 3.070 F
6 kW	2.730 F	au lieu de 3.250 F
7 kW	3.050 F	au lieu de 4.000 F
8 kW	3.320 F	au lieu de 4.200 F

SÉRIE SUPER HAUTE QUALITÉ	
2 kW	2.150 F au lieu de 2.550 F
3 kW	2.350 F au lieu de 2.670 F
4,5 kW	2.480 F au lieu de 2.970 F
6 kW	2.610 F au lieu de 3.150 F
8 kW	2.820 F au lieu de 4.310 F
9 kW	3.050 F au lieu de 4.770 F

GARANTIE TOTALE 2 ANS. SERVICE INSTALLATION PARIS. BANLIEUE.

STOCK PERMANENT - CONTACTEURS AUTOMATIQUES
JOUR - NUIT - THERMOSTATS D'AMBIANCE
etc...

CHAUFFE-EAU TRÈS GRANDE MARQUE
AUX PRIX DE GROS

RADIATEURS HUILE	
En promotion - 1.500 W	320 F
En promotion - 2.000 W	350 F
En promotion - 2.500 W	450 F
En promotion - 3.000 W	500 F

QUANTITÉ LIMITÉE

FILTROCAL, 154, rue Lafayette, 75010 PARIS
R.C. Paris 888 3412 - Tél. : 607.32.05 et 201.65.64
Métro : Louis-Blanc, Gare du Nord

Photos et dessins non contractuels
Documentation contre 4 F en timbres

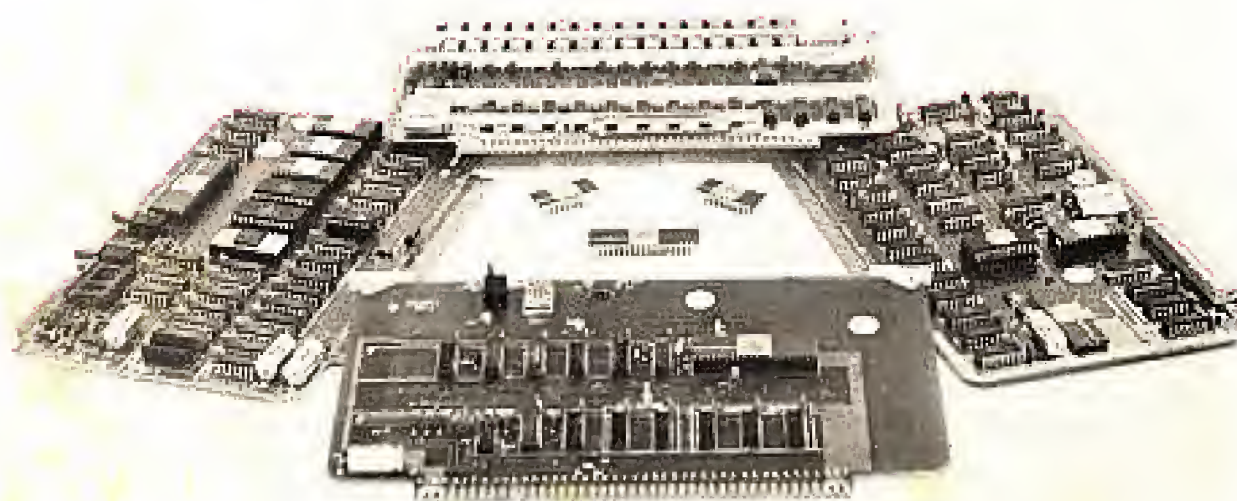
CONDITIONS GÉNÉRALES

Nos prix s'entendent toutes taxes comprises pour paiement de la totalité à la commande par chèque bancaire, mandat à ordre C.C.P. ou S.BANCAL 105.05.10

CREDIT POSSIBLE - NOUS CONSULTER
Transport en sus - Prix établis le 31-8-78

M.
.....
EXPEDITION DANS TOUTE LA FRANCE

Initiez-vous aux microprocesseurs



en réalisant un mini ordinateur domestique

APRÈS bien des étapes que plusieurs d'entre vous ont jugées un peu longues quoiqu'utiles, nous voici arrivés à l'article tant attendu de la mise en service. Cependant, et compte tenu de ce que nous avons indiqué le mois dernier à propos de la ROM J.BUG, il nous faut réaliser un petit circuit imprimé au tracé simple quoique assez fin; circuit destiné à supporter la mémoire de remplacement de J.BUG et ses composants connexes. Comme nous serons lancés, nous réaliserons aussi le circuit imprimé de RESET manuel, bien utile lorsque l'on fait ses pré-

miars programmes dont le résultat n'est pas toujours celui escompté. Assez bavardé, passons à l'ouvrage.

Le support de J.BUG bis

La mémoire que nous utilisons pour remplacer J.BUG est une mémoire programmable électriquement et effaçable aux rayons ultraviolets. Le fait qu'elle soit effaçable n'était pas primordial dans ce cas, mais le problème était le suivant:

- il fallait une mémoire facilement programmable par l'auteur de ces lignes,
- il fallait une capacité de 1 k-mots de 8 bits,
- il fallait un temps d'accès inférieur à 450 ns,

- il fallait une mémoire aisément disponible et à un prix relativement bas.

Cette mémoire existe et nous avons indiqué le mois dernier ses diverses références selon le fabricant; dans la suite du texte nous la baptiserons 2708. Cette 2708 a cependant deux inconvénients:

- Son brochage est totalement différent de celui de J.BUG, ce qui est normal puisque le brochage de J.BUG est unique au monde (mais oui !!); de plus, cette mémoire ne possède qu'un seul CS (chip select) contre quatre pour J.BUG; il faut donc prévoir un circuit de décodage d'adresse supplémentaire qui est monté sur le petit CI dont nous avons parlé.
- Il faut trois alimentations à cette mémoire: +5 V, +12 V et -5 V, ce qui nous contraint à monter les alimentations

symétriques + et - 12 V et à installer sur notre petit CI un ensemble résistance, zener et chimique pour amener le -12 V à -5 V.

Une remarque s'impose à ce sujet pour répondre par anticipation à certains lecteurs; il existe une version de la 2708 qui ne demande qu'une alimentation 5 V unique (c'est la 2758), cependant elle est plus rare parce que plus récente et beaucoup plus chère; de plus, l'auteur de cet article n'est pas en mesure de la programmer; avis aux amateurs !!

Une autre remarque s'impose, cette 2708 étant effaçable aux ultraviolets, la « puce » de silicium se trouve sous une fenêtre en quartz; c'est très joli à regarder mais une fois que la mémoire est programmée il faut maintenir sur cette fenêtre un morceau

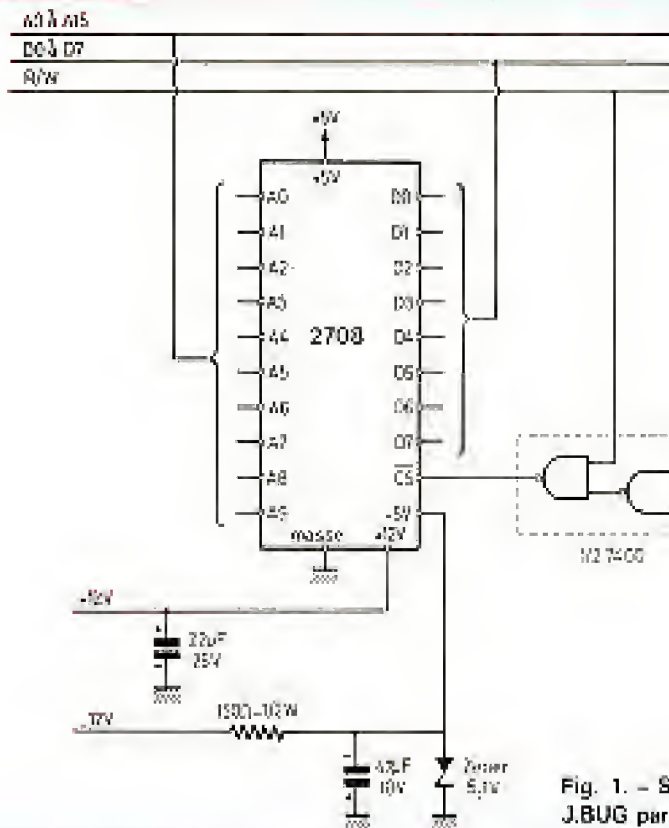


Fig. 1. - Schéma de remplacement du J.BUG par une 2708.

de ruban adhésif sinon le soleil, les néons et autres sources d'UV auront tôt fait d'effacer, ou tout au moins de dégrader, l'information contenue dans la mémoire.

Compte tenu des remarques précédentes, le schéma d'utilisation de la 2708 est indiqué

figure 1. Les signaux appliqués sur le 7400 sont ceux que l'on peut voir sur la figure 8 page 210, du n° 1632 ; l'ensemble de la figure 1 se substituant d'ailleurs au boîtier marqué ROM sur cette même figure 8.

Attention ! La consumma-

tion de la 2708 impose une résistance de 1/2 W minimum sur le - 12 V et il est prudent d'utiliser une zener de 1 W. Le circuit imprimé (double face étant donné le nombre et le peu de place laissée aux connexions) est visible à l'échelle 1 figures 2 et 3.

Comme pour tous les CI de cette série d'articles il peut lui aussi être réalisé par une firme spécialisée. Le plan d'implantation est visible figure 4 et se passe de commentaires.

Nous avons monté la 2708 et le 7400 sur supports. Il nous faut, par contre, vous donner quelques explications quant à l'enfichage de ce CI sur le support prévu initialement pour J.BUG. Pour réaliser des pattes rigides à notre CI, nous avons enfoncé dans la partie centrale libre, mais percée pour un support standard 24 pattes, un support 24 pattes justement, mais un modèle à wrapper (c'est impératif car c'est le seul type à avoir de longues pattes à section carrée très rigide). Ce support est enfoncé de façon à ce que ses pattes dépassent d'à peu près 1 cm du côté cuivre du CI. Toutes celles-ci sont alors soudées soigneusement recto et verso du CI, puis la partie support proprement dite est éliminée en coupant les pattes côté composants. Cette petite explication et les photos devraient vous permettre de mener à bien ce petit travail.

Une fois que c'est terminé, s'assurer du bon positionnement des pattes et enficher le

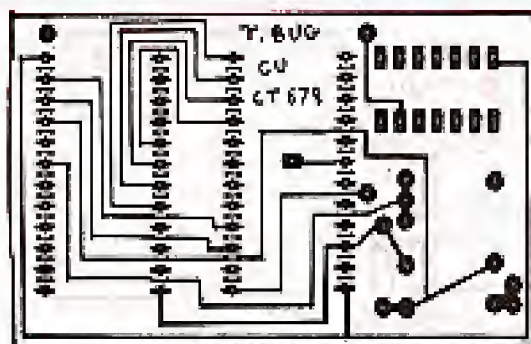


Fig. 2. - Dessin du CI support de la 2708. Echelle 1. Côté cuivre. (Dessin Facim.).

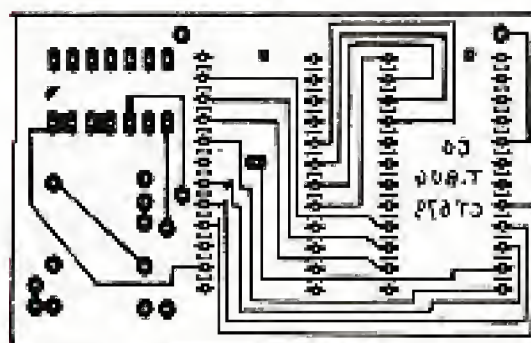


Fig. 3. - Dessin du CI support de 2708. Côté composants. Echelle 1. (Dessin Facim.).

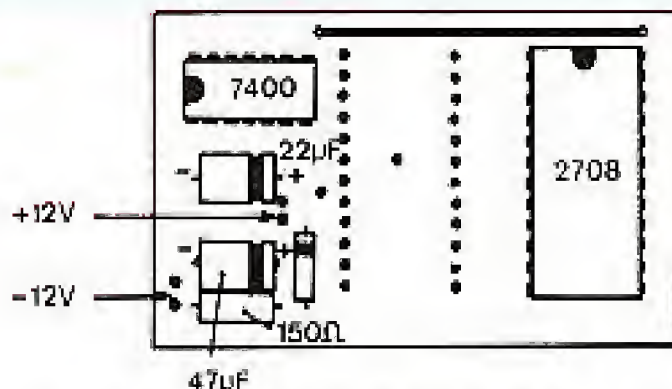


Fig. 4. - Implantation des composants sur le support de 2708.

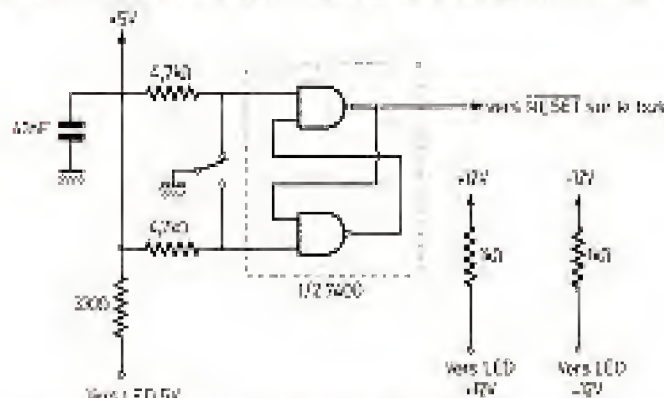


Fig. 5. - Schéma du circuit de RESET manuel.

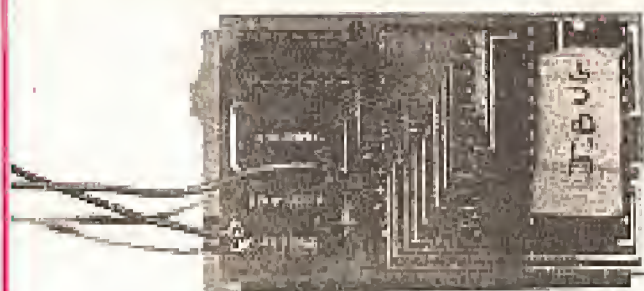


Photo A. - Le circuit support de remplacement de la ROM J.BUG par une 2708. Remarquez le ruban adhésif sur la 2708 pour la protéger de la lumière.

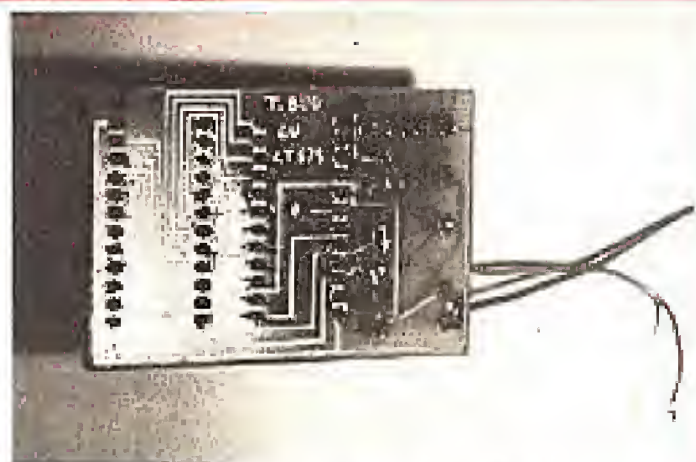


Photo B. - Le support de la 2708 vu de dessous.

CI dans le support de J.BUG : attention au sens, le 7400 se trouve côté des 6810. La liaison aux alimentations + et - 12 V est alors réalisée avec deux fils isolés souples; nous les avons soudés mais il serait plus logique de prévoir sur le petit CI, deux cosses sur lesquelles ceux-ci viendraient s'enficher.

Le circuit de RESET manuel

Nous avons vu qu'à la mise sous tension, un circuit spécial de la carte MPU applique sur la patte RESET du 6800 un niveau 0, ce qui a pour effet de positionner certains registres et également de charger le pointeur de programme (PC) avec la valeur contenue dans les cases mémoire d'adresse la plus élevée (FFFF et FFFF). Dans notre cas, cette valeur n'est autre que l'adresse de début du programme J.BUG, ce qui fait qu'après un RESET, le 6800 exécute le programme J.BUG dont nous verrons les conséquences dans ce qui suit. Lorsque l'on met au point des programmes, il arrive souvent que ceux-ci comportent des erreurs qui font faire n'importe quoi au 6800; pour pouvoir reprendre le contrôle du système il faut alors exécuter un RESET qui a pour effet (dans notre cas) de relancer le MPU sur J.BUG, et qui nous permet ainsi de rentrer des ordres ou des modifications au programme en cours de mise au point à l'aide du clavier.

Ce circuit est ridiculement simple comme le montre la figure 5; il s'agit tout simplement d'une bascule R/S reliée directement à la ligne RESET du bus. La diode 1N914 (fig. 3, page 142, n° 1634) évite que la bascule ne court-circuite la sortie du 555 de RESET automatique. Ce circuit étant prévu pour être monté derrière la face avant (au niveau du poussoir de RESET), nous avons également fixé dessus trois résistances destinées à l'alimentation des 3 LED de contrôle du +5 V, +12 V et -12 V, qui sont également montées sur la face avant.

Le dessin du CI (simple face) est indiqué figure 6, tandis que le plan d'implantation est visible figure 7. Contrairement à

l'habitude, nous n'avons pas monté le circuit intégré sur support.

La mise sous tension

Voici enfin le moment tant attendu! Nous allons cependant vous demander un ultime effort de patience afin que votre montage ne se transforme pas en un assemblage de circuits sans vie. Tout d'abord, avant d'enficher les cartes sur le bus, mesurez les trois tensions, le + et - 12 doivent être exacts à $\pm 5\%$ près tandis que le +5 V doit être dans la fourchette 4,75 V à 5,25 V; au besoin, ajustez-le avec le potentiomètre prévu à cet effet. Assurez-vous égale-

ment du fonctionnement de la limitation en courant que vous fixerez à à peu près 2 A en utilisant pour R_{SC} des 0,33 Ω 2 W; ces deux ampères sont plus que suffisants pour un début. Coupez le courant et insérez les cartes dans leurs connecteurs, non sans avoir enlevé le 6800, le 6820, les 6810 et la 2708. Mettez à nouveau sous tension et vérifiez que le 5 V n'a pas bougé (sinon défaut!), mesurez le -5V du circuit support de 2708 et vérifiez l'arrivée du +12 V, du +5 V et de ce -5 V au bon endroit sur le support de la 2708.

Coupez le courant, branchez la carte clavier au moyen de ses deux câbles plats en faisant très attention au sens des

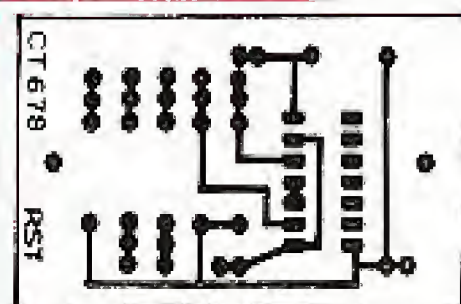


Fig. 6. - Dessin du CI du circuit de RESET (simple face). Echelle 1.

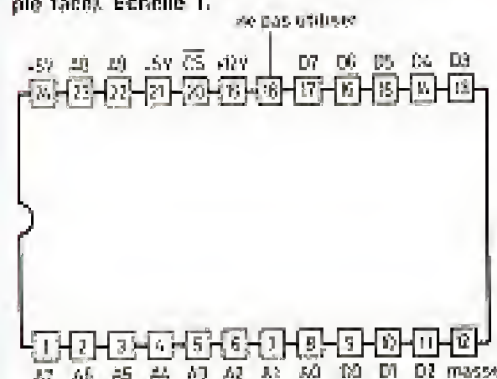


Fig. 9. - Brochage de la 2708, vue de dessus.

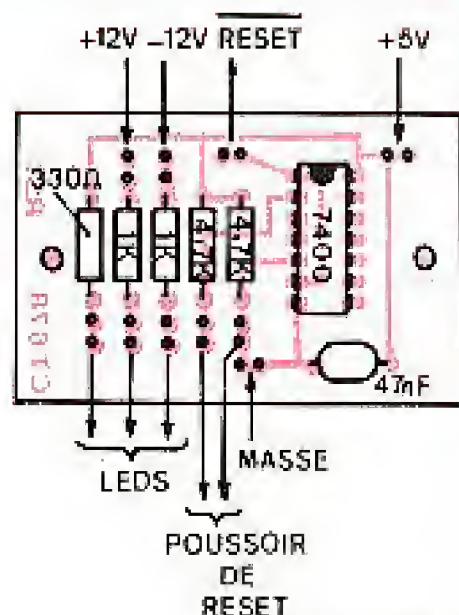


Fig. 7. - Implantation des composants sur le CI de RESET.

Repère	Type et équivalents	Remarques
2708 1/2 7400 Zener 5,1 V 1/2 7400 Inter Résistances Condensateurs	Types exacts et équivalents publiés le mois dernier SN 7400 N, DM 7400 N, MC 7400 P, SFC 400 E Zener 5,1 V 0,4 W ou mieux 1 W SN 7400 N, DM 7400 N, MC 7400 P, SFC 400 E Poussoir à 1 circuit 2 positions dont une instable 1/2 W 5 % ou 10 % (les 4,7 k Ω peuvent être des 1/4 W) Chimiques ou plastique selon valeur	7400 TTL Tous types 7400 TTL

Tableau 1. - Liste des composants du support de 2708 et du RESET manuel.

connecteurs et à l'ordre des câbles: une permutation dans ceux-ci et le MC 14539 et tout le PIA 68201 « passent l'arme à gauche ». Placez sur leurs supports les 6800, 6820, 6810 et 2708: attention au sens! Tous les CI sont dans le même sens sur une carte donnée, sauf le 6800 qui est à l'envers des autres circuits de sa carte. Maintenez un voltmètre sur le +5 V et mettez à nouveau sous tension: après 1/2 seconde environ, un tiret doit s'allumer sur l'afficheur de gauche des adresses (afficheur de gauche du groupe de 4). Si tel est le cas, poussez un ouf! de soulagement, votre mini a 99 % de chance d'être en état de marche.

Séquence des touches	Remarque
RESET	Tiret sur afficheurs
0 0 0 0	
M	
8 6	
G	
A A	
G	
C 6	
G	
B B	
G	
C E	
G	
A B	
G	
C D	
G	
3 F	
E	Tiret sur afficheurs

Tableau 2. - Séquence des touches à frapper dans le cas du programme 1.

Dans le cas contraire, il va vous falloir prendre votre courage à deux mains et repasser en revue vos CI, vos soudures, les pistes douteuses des CI (sauf si ce sont des CI du commerce), les éventuels ponts de soudure, surtout côté composants, au niveau des pattes des CI. Le dépannage d'un tel système ne peut se faire qu'avec un bon oscilloscope et avec une bonne dose de réflexion si la panne est vicieuse: les schémas étant éprouvés, tout ennui ne peut provenir que d'une des causes ci-dessus ou d'un composant défectueux mais ne vous lancez pas trop vite dans cette hypothèse (surtout pour ce qui est des circuits de la famille 6800).

Avant de nous écrire, vérifiez bien votre montage car nous ne sommes pas devins et nous avons, de plus, vu quantité de montages « archi vérifiés » par leurs réalisateurs et qui étaient en panne à cause d'un pont de soudure (par exemple... sans commentaires).

Premier contact

Le mois dernier, nous vous avons décrit les fonctions des touches du mini ordinateur: cependant, pour bien assimiler leur manipulation nous allons vous faire réaliser quelques opérations élémentaires, certaines sont personnelles, d'autres sont extraites de notices Motorola et, en particulier, de la notice (très bien faite quoiqu'en anglais) accompagnant le kit D2.

Nous allons commencer par essayer le « programme » 1. L'examen des fonctions des différents ordres, grâce au tableau des instructions publié précédemment, nous permet

de voir que l'on charge l'accu A avec AA, l'accu B avec BB et l'index avec ABCD puis l'on arrive sur une instruction 3 F qui est une interruption programmée (software interrupt). Cette instruction « arrête » le 6800 et, grâce au programme contenu dans JBUG, nous permet de visualiser les registres internes du MPU, ce qui nous fera vérifier si les changements escomptés ont été faits.

La disposition du programme est celle adoptée le mois dernier.

Nous allons maintenant charger ce programme dans le mini: pour cela:

- appuyez sur RESET pour avoir le tiret sur l'afficheur gauche des adresses;

- frappez 0000 puis M, le contenu de la case mémoire d'adresse 0000 est alors visualisé sur les deux afficheurs de gauche (afficheurs de données), frappez alors 86 qui remplace le contenu précédent;

- frappez G; l'adresse augment d'1: on visualise 0001; frappez AA pour placer AA en 0001;

- continuez ainsi jusqu'à ce que tous les blocs de deux

« chiffres » du programme 1 soient entrés en mémoire: le tableau 2 vous indique la séquence de touches à frapper;

- lorsque l'entrée du programme est terminée, frappez E (E fonction et non pas E chiffre, attention): le tiret doit être à nouveau visible.

Pour exécuter ce programme, frappez 0000 (adresse du début du programme 1), puis G; le programme s'exécute et le 6800 s'arrête sur l'instruction 3 F: les afficheurs indiquent alors: 3 F - 0007; 0007 est l'adresse de l'instruction 3 F sur laquelle nous sommes bloqués;

- frappez alors G; on visualise alors le contenu de l'index X qui est bien le ABCD escompté; frappez G, on visualise A qui contient AA; frappez encore G, on visualise B qui contient BB; si vous frappez G à nouveau, vous lisez E₀ qui est le contenu du CC (registre d'état au moment de l'instruction 3 F: G à nouveau et l'on voit A078 qui est le contenu du pointeur de pile S (nous verrons le pourquoi de cette valeur plus tard). Si vous continuez à appuyer sur G, vous décrivez indéfiniment le cycle ci-avant. Pour changer de fonction, il faut appuyer sur E (de « escape », s'échapper).

Ce programme très simple étant terminé, nous allons passer à quelque chose qui ressemble plus à un programme, puisqu'il s'agit d'un additionneur, simple pour commencer, puisqu'il ne traite que des mots de 8 bits et qu'en plus il additionne en hexadécimal. Cet

0 0 0 0	8 6	A A	L O A	A	# A A
0 0 0 2	C 6	B B	L O A	B	# B B
0 0 0 4	C E	A B C D	L O X		# A B C D
0 0 0 7	3 F		S W I		

Programme 1

0 0 0 3	9 6	0 0	L O A	A	0 0 0 0
0 0 0 5	9 B	0 1	A D D	A	0 0 0 1
0 0 0 7	9 7	0 2	S T A	A	0 0 0 2
0 0 0 9	7 E	E 0 8 D	J M P		J B U G

Programme 2

additionneur est écrit sous la référence programme 2.

Son examen nous montre que le mot contenu à l'adresse 0000 est ajouté à celui contenu en 0001 et que le résultat est placé en 0002.

Ces trois cases mémoires étant réservées, notre programme sera placé en 0003 ; de plus, pour ne pas terminer sur un 3 F nous utilisons une astuce sous forme d'un 7 E E08 D. 7 E signifie JMP (sauf en E08 D et E08 D n'est autre que l'adresse de début de J.BUG : ce qui veut dire qu'après avoir lancé notre programme, celui-ci va s'exécuter puis nous verrons apparaître le tiret, maintenant classique, indiquant que l'on est à nouveau sous le contrôle de J.BUG.

Entrez ce programme comme précédemment mais à partir de 0004 ; changez 0000 et 0001 par deux nombres (hexadécimaux) à ajouter ; faites 0003 G puis 0002 M pour visualiser le résultat.

La pratique de l'hexadécimal n'étant pas très agréable, nous allons maintenant essayer un additionneur décimal (ou BCD) dont le « listing » est donné en programme 3. Cet additionneur fait appel à une instruction spéciale du 6800 qui est DAA (decimal adjust A) et qui a pour but de traîner le contenu de A par groupe de 4 bits en réalisant la conversion hexadécimal → décimal.

Comme précédemment, les deux nombres (décimaux) à ajouter sont placés en 0000 et 0001 tandis que le résultat sera en 0002. Le programme peut donc être placé à partir de 0003. Entrez en 0000 et 0001 les deux nombres à ajouter ; ces nombres peuvent être décimaux ou hexadécimaux ; auquel cas ils seront automatiquement convertis en décimaux par le programme pendant l'addition. Frappez 0003 G puis 0002 M pour visualiser le résultat.

Nous vous faisons remarquer que, ces petits programmes étant placés dans les 128 premiers octets de mémoire, nous utilisons systématiquement l'adressage direct (voir numéros précédents pour la définition).

Mise au point d'un programme

La première prise de contact étant faite, nous allons exploiter à fond les possibilités du mini de base en utilisant les points d'arrêt, le pas à pas, etc., dans la mise au point d'un programme que nous avons volontairement faussé. En fait, l'exemple ci-après est extrait du manuel d'utilisation du kit MEK 6800 D2 avec l'aimable autorisation de Motorola. Exemple qui est tellement bien fait que nous n'avons pas cru bon d'en réaliser un autre. Allons-y ! Et tout d'abord commençons par entrer en mémoire le programme 4, dont la fonction est très simple, puisqu'il ajoute (en hexadécimal pour simplifier le programme), les cinq nombres compris entre 0010 et 0014 et qu'il place le résultat obtenu en 0015. Ce programme commence sur 0020 et nous allons maintenant détailler pas à pas sa mise au point :

- entrez le programme comme nous l'avons vu précédemment,
- pressez le bouton E pour avoir le tiret,
- entrez les données en 0010 à 0014 : pour cet exemple, entrez 01, 02, 03, 04, 05 respectivement en 0010, 0011, 0012, 0013 et 0014,
- frappez E à nouveau pour avoir le tiret,
- frappez 0020 G, ce qui a

0003	96	00	LDA	A	0000
0005	9B	01	ADD	A	0001
0007	19		DAA		
0008	97	02	STA	A	0002
000A	7E	E08D	JMP		JBUG

Programme 3

0020	8E	00FF	LDS		#00FF
0023	4F		CLR	A	
0024	C6	04	LDA	B	#04
0026	CE	0010	LDX		#0010
0029	AB	00	RET	ADD	A, X
002B	08		INX		
002C	5A		DEC	B	
002D	26	FA	BNE	RET	
002F	97	15	STA	A	0015
0031	3F		SWI		

Programme 4

0000	86	03	LDA	A	#03
0002	B7	A00C	STA	A	A00C
0005	86	04	LDA	A	#04
0007	B7	A00D	STA	A	A00D
000A	86	05	LDA	A	#05
000C	B7	A00E	STA	A	A00E
000F	86	06	LDA	A	#06
0011	B7	A00F	STA	A	A00F
0014	86	01	LDA	A	#01
0016	B7	A010	STA	A	A010
0019	86	02	LDA	A	#02
001B	B7	A011	STA	A	A011
001E	7E	E0FE	JMP		OUTDS

Programme 5

Touches	Fonction effectuée
E	- Donne le contrôle à J.BUG qui attend alors une nouvelle commande
X X X X M	- Examen de X X X X : passage à la position suivante en frappant G
X X X X V	- Mise en place d'un point d'arrêt en X X X X
V	- Suppression de tous les points d'arrêt
N	- Exécution d'une instruction d'un programme à chaque pression, touche à actionner à partir d'un point d'arrêt
R	- Affichage du contenu des registres dans l'ordre suivant : PC - X - A - B - CC - S - PC - X, etc. Passage d'un registre à l'autre en frappant G
G	- Reprise de l'exécution d'un programme à partir d'un point d'arrêt
G	- Passage d'un registre à l'autre en mode R
X X X X G	- Lancement d'un programme commençant en X X X X
P	- Changement d'un programme
L	- sur ou depuis une cassette (voir plus tard)

Tableau 3. - Résumé des fonctions de J.BUG.

pour effet de faire tourner le programme qui s'arrête en 0031 sur l'instruction 3 F dont nous avons vu le rôle lors du programme 1.

- frappez E puis 0015 M pour regarder le résultat qui est 0A 110 en décimal, ce qui est faux puisque $01 + 02 + 03 + 04 + 05 = 15$, soit 0 F en hexadécimal. Nous allons essayer de trouver ce qui ne va pas; frappez E.

- frappez 0029 V, ceci a pour effet de placer un point d'arrêt en 0029 qui est le début de la boucle réalisant les cinq additions successives.

- frappez E puis 002 F et V pour placer un autre point d'arrêt en 002 F afin de visualiser les résultats intermédiaires.

- frappez E puis 0020 G, cela a pour effet de lancer le programme jusqu'à ce que J.BUG rencontre le premier point d'arrêt; à ce moment-là, le programme s'arrête et les afficheurs indiquent AB-0029; 0029 est le contenu du PC (pointeur de programme) et nous sommes placés automatiquement par J.BUG en mode R (examen des registres); si l'on frappe G on visualise le contenu de X (0010), G à nouveau et l'on a A (00), G nous montre B (04), G encore et c'est le CC (D0), G enfin nous montre le pointeur de pile S (00F8).

- frappez E pour quitter ce

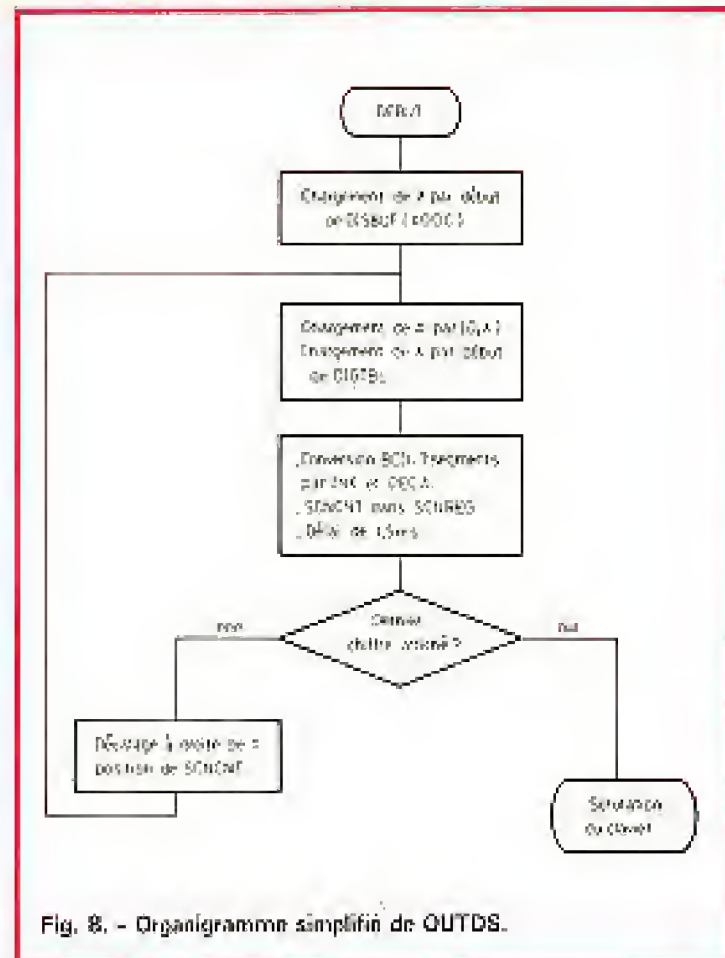


Fig. 8. - Organigramme simplifié de OUTDS.

mode d'examen des registres, puis G pour continuer l'exécution du programme à partir de ce point d'arrêt; comme le point d'arrêt que nous avons placé en 0029 est situé dans une boucle du programme, nous allons à nouveau nous arrêter dessus et comme précédemment en utilisant la touche G on pourra visualiser les registres: A contiendra la

somme partielle; B aura été diminué de 1, X aura augmenté de 1.

- frappez E puis G pour effectuer un nouveau tour de boucle.

- frappez E puis G pour faire encore un tour.

- frappez E puis G pour faire le 4^e tour; oh! surprise, nous nous arrêtons en 002 F ce qui veut dire que le programme a

fini de tourner dans la boucle puisqu'il s'est arrêté au point d'arrêt suivant.

A partir de ce moment-là, l'erreur de programmation est évidente: en effet, nous voulons ajouter cinq nombres et nous ne faisons l'opération que quatre fois. L'examen du listing nous permet de comprendre d'où vient l'erreur; elle est située au niveau du LDA B ≠ 04 qu'il faut, bien sûr, changer en LDA B ≠ 5. Pour cela:

- frappez E puis V, cela a pour effet d'enlever tous les points d'arrêt.

- frappez 0025 puis M; on visualise le 04 du LDA B ≠ 04; frappez alors 05 pour remplacer le 04.

- frappez E puis 0020-G; le programme s'exécute et s'arrête sur le SWI situé à la fin.

- frappez E puis 0015-M pour visualiser le résultat qui est correct maintenant.

Cet ensemble de commandes à frapper était peut-être un peu indigeste à lire, mais nous pensons qu'il montre bien la démarche à suivre pour la mise au point d'un programme. Conjointement à cet exemple, le tableau 2 résume les fonctions et le mode d'emploi des touches de J.BUG.

L'art d'utiliser J.BUG

L'utilisation principale du moniteur J.BUG est, bien sûr, l'interprétation des touches frappées au clavier et l'exécution des commandes correspondantes. Pour cela J.BUG contient certains sous-programmes qu'il est intéressant de connaître car on peut les utiliser dans nos propres programmes; nous allons vous en donner un exemple.

Dans le programme mis au point précédemment, il faut, après l'exécution, frapper un certain nombre de touches pour visualiser le contenu de la mémoire d'adresse 0015 qui contient le résultat. Il serait beaucoup plus agréable que celui-ci soit affiché automatiquement sur les afficheurs; pour cela, nous allons faire appel à un sous-programme nommé (par Motorola) OUT DS.

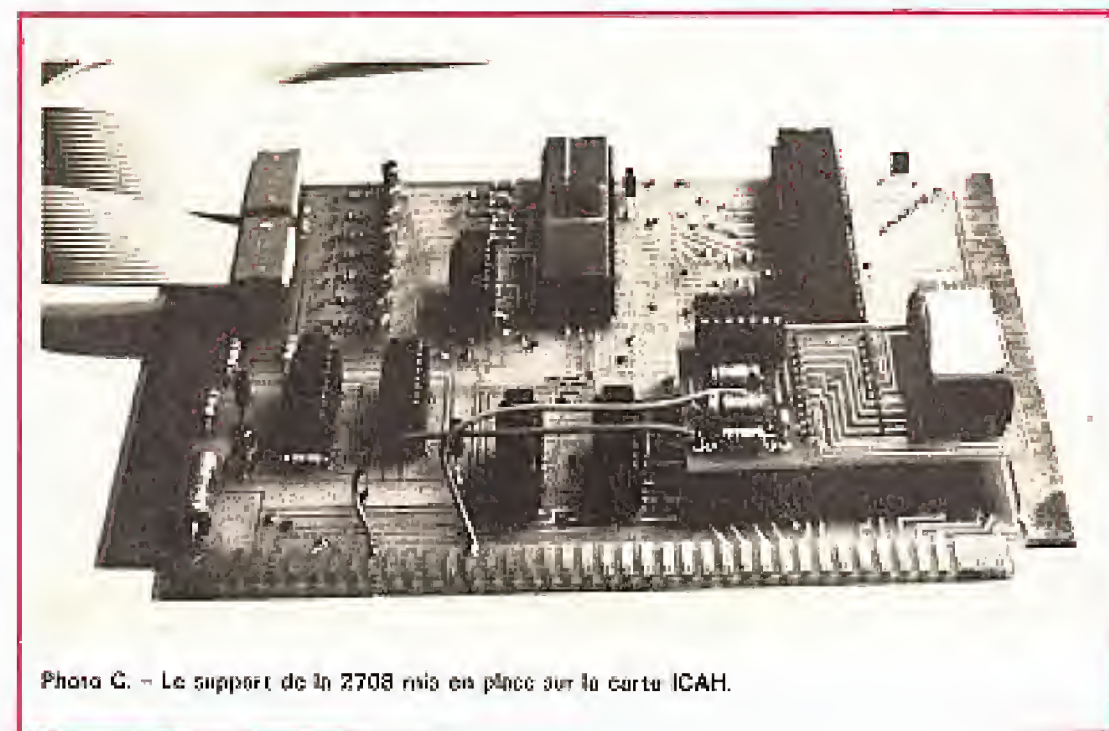


Photo C. - Le support de la 2708 mis en place sur la carte ICAH.

L'organigramme simplifié de ce sous-programme est indiqué figure 8. Pour des problèmes de compréhension utiles dans la suite du texte, nous n'avons pas changé les appellations anglo-saxonnes données par Motorola à certaines mémoires; celles-ci sont et ont pour signification:

- DISBUF (display buffer = registre d'affichage), ensemble de 8 positions mémoire contenant les « données » à afficher; les 6 premières positions de DISBUF contiennent les 6 chiffres qui seront visualisés (un chiffre par position mémoire), les deux autres positions servant de stockage temporaire de données. DISBUF commence en A00C.

- DIGTBL est une table (suite de positions mémoire) contenant des données rangées dans un certain ordre afin de réaliser, par programme, la conversion BCD en 7 segments.

- SCNCNT est un mot de 8 bits ne contenant qu'un 1; 1 que l'on déplace de gauche à droite pendant OUTDS pour indiquer quel afficheur il faut allumer; pour cela, on place SCNCNT dans SCNREG.

- DISREG est l'endroit où est placée la valeur à afficher après que la conversion BCD-7 segments ait été effectuée.

L'examen de l'organigramme devient alors relativement simple; par adressage indexé la première valeur à afficher (contenue au début de DISBUF, donc en A00C) est

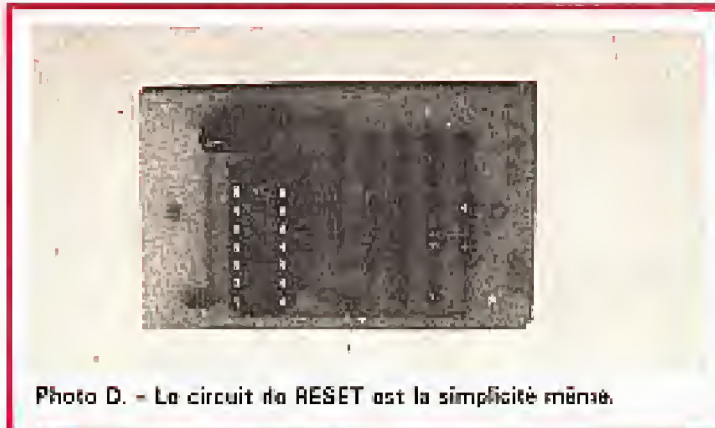


Photo D. - Le circuit de RESET est la simplicité même.

chargée dans l'accu A. X est alors chargé par l'adresse de début de DIGTBL et par une suite de INX (augmentation de X) et de DEC A (diminution de A), la conversion binaire-7 segments s'effectue; les données placées dans la table DIGTBL l'ont été de telle façon que lorsque A arrive à 0 à la suite des INX et des DEC A, X pointe automatiquement la cause des INX sur la case mémoire contenant l'équivalent en 7 segments de ce que contenait A en binaire, ouf!

Cette valeur est alors placée dans DISREG puis SCNCNT est placé dans SCNREG et une boucle de délai de 1,5 ms allume l'afficheur sélectionné par SCNCNT pendant 1,5 ms; puis SCNCNT est testé: si l'affichage des 6 chiffres n'est pas fait, le « 1 » qu'il contient est décalé d'une position vers la droite pour allumer l'afficheur suivant en recommençant la boucle que nous venons de décrire.

Lorsque l'affichage des 6 chiffres est terminé, et c'est là

le gros inconvénient de J.BUG, le programme part dans le sous-programme de scrutation du clavier. Ceci veut dire que si nous voulons faire un affichage en fin de programme (comme nous l'indiquons au début de ce paragraphe), nous ferons appel à OUTDS (par un JMP E0FE qui est l'adresse de début de OUTDS); par contre, si l'on veut faire plusieurs affichages tout au long d'un programme, nous ne pouvons pas utiliser OUTDS puisque cela nous ferait partir dans la scrutation du clavier à chaque fois; il nous faudra donc recopier les instructions de OUTDS dans notre propre programme (nous vous indiquerons celles-ci en temps utile).

Pour l'instant, vous allez essayer l'affichage grâce au mini programme intitulé programme 5 qui a pour effet (mais c'est évident en le lisant) d'afficher 12-3456.

Attention à la correspondance des positions mémoire de DISBUF et des afficheurs:

- A00C = afficheur d'adresse de poids le plus fort.
- A00D, A00E, A00F = afficheurs d'adresse de poids décroissant, A00F correspondant à l'afficheur de poids le plus faible.
- A010 et A011 respectivement afficheur de données de poids fort et faible.

Exercice

La meilleure façon d'apprendre étant encore de pratiquer, nous vous proposons un petit exercice simple compte tenu de ce que nous avons étudié. Il vous faut écrire un petit programme placé à la suite du programme 4 et qui fera afficher automatiquement le résultat de celui-ci sur les deux afficheurs de données. Attention au piège! Dans DISBUF il ne faut qu'un chiffre (c'est-à-dire un mot de 4 bits précédé par 4 zéros) par position mémoire; par exemple, pour afficher 4 sur l'afficheur de poids fort des adresses, il faudra 04 en A00C. Pour afficher 18 sur les deux afficheurs de données il faudra 01 en A010 et 08 en A011. Le résultat du programme 4 (qui se trouve à l'adresse 0015 sous forme d'un mot de 8 bits) doit donc être séparé en deux mots de 8 bits dont les 4 premiers bits sont des 0 (comme dans l'exemple du 18 ci-avant). Bon courage!

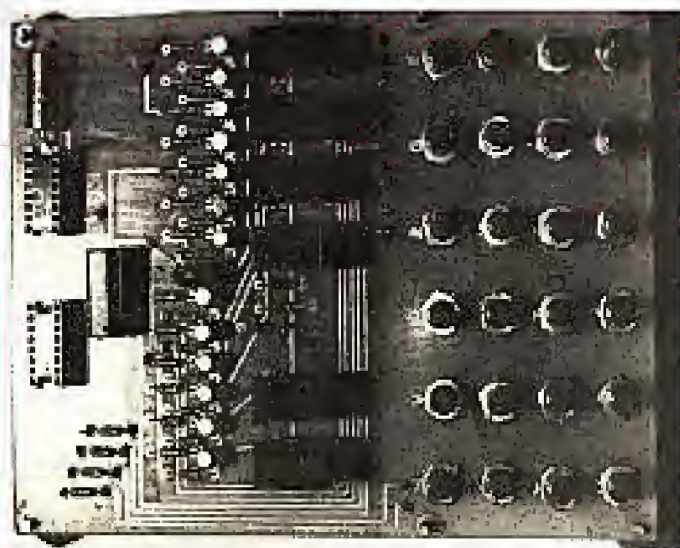


Photo E. - La carte clavier complète vue de dessus...

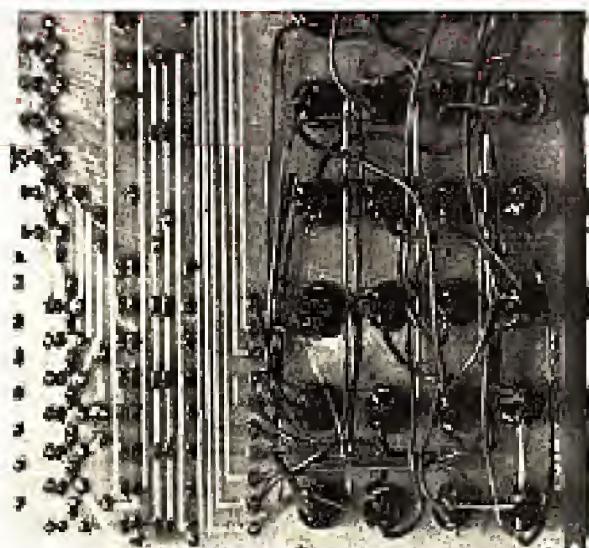


Photo F. - ..., et vue de dessous. Attention aux courts-circuits.

Problèmes financiers

Vous allez très rapidement vous rendre compte que notre seule et unique mémoire de 128 mots est bien petite dès que l'on veut faire un programme un tant soit peu complexe; notre premier souci va donc être de réaliser un circuit mémoire de taille plus importante. Malheureusement les boîtiers mémoires, s'ils ne sont pas chers à l'unité, le deviennent très rapidement lorsque l'on désire une mémoire de taille importante à cause du nombre élevé de boîtiers nécessaires.

Pour satisfaire à la demande de plusieurs lecteurs, nous allons tenter une centralisation des commandes de mémoires chez un seul fabricant afin d'avoir des prix de gros (rapport de l'ordre de 2 entre le prix unitaire et le prix par 100); pour cela, il faut que l'auteur de ces lignes sache combien chaque lecteur intéressé pense acheter de mémoires: pour cela, il vous demande d'envoyer sur une feuille ou carte de visite, sans autre question ou commentaire (pour simplifier le traitement

du courrier), le nombre de mémoires que vous pensez acheter; pour cela, voici quelques indications indispensables.

Les mémoires actuelles sont de deux types principaux:

- les RAM statiques,
- les RAM dynamiques.

Les premières sont peu coûteuses pour des petites mémoires (jusqu'à 8 k-mots de 8 bits), simples d'emploi mais ont une consommation non négligeable et une capacité par boîtier assez limitée (1 k-mots de 1 bit par boîtier). Les secondes sont assez complexes d'emploi (circuits de « rafraîchissement » nécessaires), mais reviennent moins cher que les statiques pour des tailles mémoire supérieures à 8 k-mots de 8 bits; de plus elles consomment moins et ont une capacité par boîtier très élevée (16 k-mots de 1 bit par boîtier).

Pour pouvoir vous « amuser » avec le mini ordinateur (bataille navale par exemple), il vous faut au minimum 2 k-mots de 8 bits soient 16 boîtiers de RAM statique 1 k x 1. Cependant la carte support de ces circuits que nous décrivons pourra recevoir jusqu'à 32 boî-

liers, c'est-à-dire 4 k-mots de 8 bits.

Si vous désirez par la suite (et c'est souhaitable) passer aux langages de programmation évolués vous permettant toutes les fantaisies depuis les jeux d'échecs jusqu'aux calculs scientifiques ou la gestion d'une usine, il vous faudra:

- pour le Basic un minimum de 8 k, soient deux cartes 4 k, dont nous venons de parler, c'est-à-dire 64 boîtiers de 1 k x 1;
- pour le Fortran un minimum de 24 k; nous réaliserons 20 k en RAM dynamique et il vous faudra donc 4 k en statique, c'est-à-dire 32 boîtiers de 1 k-mots de 1 bit.

Pour l'instant et jusqu'à plus ample informé, nous pensons acheter comme mémoires des 2102; ce sont les RAM statiques 1 k x 1 les plus répandues, les moins chères et elles sont rapidement disponibles chez de nombreux constructeurs (Intel, National Semiconductor, Signetics, Texas, etc.).

A titre indicatif, ces mémoires sont vendues 12,00 F par 100 et nous pensons, compte tenu du courrier reçu sur le sujet, dépasser largement ce nombre et essayer d'avoir les prix par 500.

En résumé

Adressez à l'auteur sur feuille sans autre commentaire ou question, mais cependant avec votre adresse complète, le nombre de mémoires (statiques pour l'instant puisque nous n'avons parlé que de celles que vous envisagez d'acheter. Il est bien entendu que ce n'est pas un engagement et que ceci ne cache aucune opération financière ou commerciale quelconque.

D'autre part, indiquez aussi sur la feuille si vous seriez intéressé par la création d'un club 6800; club au sein duquel seraient échangés des idées, des schémas, des « combines » et surtout des programmes. Les modalités de fonctionnement de ce club restant bien sûr à définir.

Conclusion

Nous espérons que les quelques exemples que nous avons donnés vous ont un peu familiarisés avec la programmation. Nous vous conseillons d'essayer d'écrire de petits programmes, même sans grand intérêt, uniquement pour vous faire la main.

Bon courage et au mois prochain...

à suivre
G. TAVERNIER

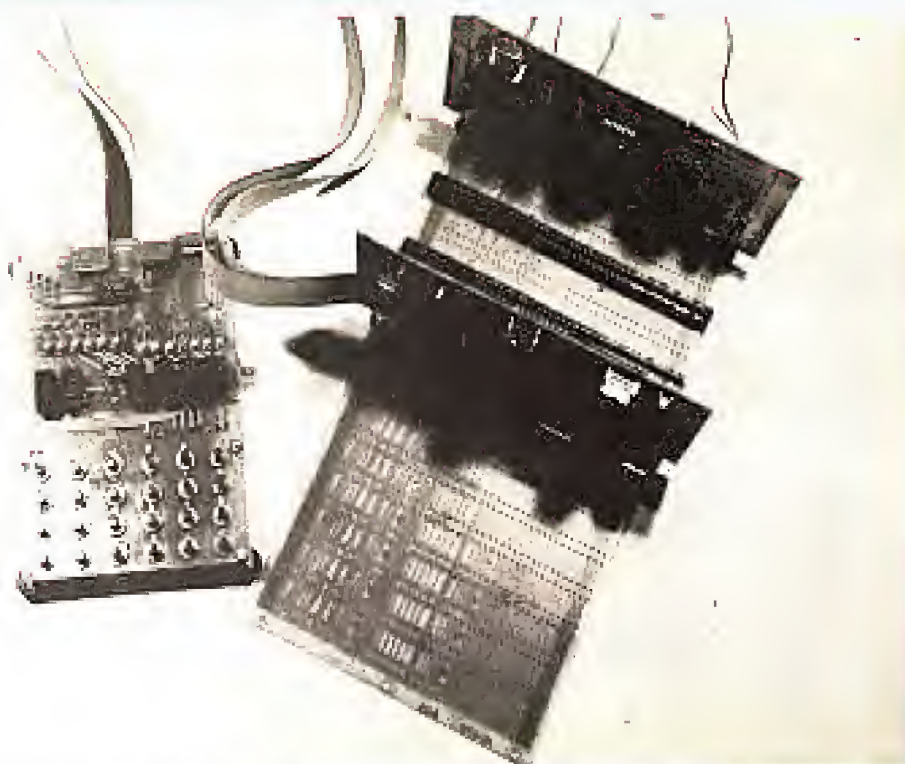


Photo G. - La mini ordinateur de base en service. Les fils partant de l'arrière du bus vont vers les alimentations. Le bus est un CI de réalisation industrielle, tel que celui que vous pouvez acquérir auprès de la société réalisant les CI de ce mini ordinateur.

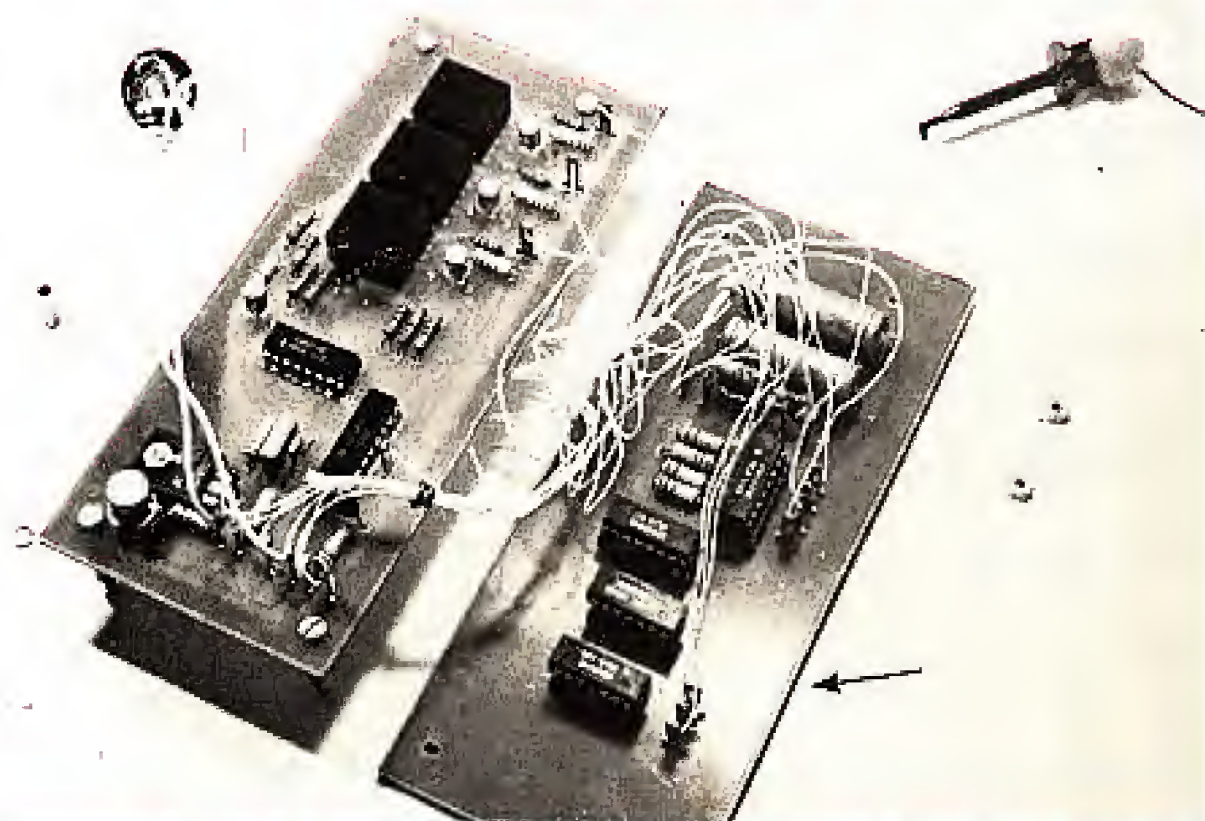
Remarques

Deux erreurs sans gravité se sont glissées dans le n° 1633:

- Page 144, figure 9, il faut échanger les indications « côté cuivre » et « côté composants »; les lettres du connecteur sont côté composants.

- Page 146, tableau 2, le circuit TTL de la carte MPU (4 ET à 2 entrées) est un 74508 ou 74LS08 et non un 74508 (qui n'existe pas d'ailleurs).

COMMUTATEUR AUTOMATIQUE D'ECHELLES



POUR MULTIMETRES DIGITAUX

CET appareil va de pair avec une plaque de mesure numérique à plage d'entrée fixe. Il rend la mesure automatique et libère les mains de l'utilisateur. Plus de recherches avec le commutateur mécanique de gammes, plus de contacts qui s'oxydent; entièrement statique, il fournit en un clin d'œil la mesure optimale sur voltmètre ou ampèremètre. Vous sondez, ou réglez vos appareils, après avoir choisi seulement la fonction V, A ou Ω sur votre multimètre.

Pour prouver son universalité, nous l'avons testé sur trois systèmes de mesure numérique, utilisant des convertisseurs: Intersil ICL 7106, Silico-

nix LD 130 et Motorola MC 1405-14435.

Entreprise très risquée, car elle pouvait susciter d'innombrables questions de la part de tous ceux qui possèdent déjà des appareils à échelles fixes et qui ont des problèmes particuliers à poser. Nous partagerons la description en deux parties: la première s'adresse aux « anciens », et traite du commutateur d'échelles proprement dit. La seconde partie, à l'intention de ceux qui prennent le fer à souder en main pour la première fois, donnera l'exemple d'une réalisation complète où le commutateur est couplé à un voltmètre utilisant un LD 130.

Principe de la commutation automatique d'échelle

Comme l'indique la figure 1 nous demandons à la partie à plage de mesure fixe d'entrée, deux signaux: un signal de dépassement et un autre correspondant à la sous-gamme. En échange, la logique recevant ces deux signaux est capable de commuter un nombre de résistances et d'allumer le point décimal à l'endroit correspondant à la gamme optimale.

Qu'est-ce qu'une gamme? Si un voltmètre numérique peut afficher de 0000 à 1999, en fonction du positionnement de la virgule, on fait correspondre cet affichage à quatre plages (ou gammes de mesure): 0

à 1,999 V; 0 à 19,99 V; 0 à 199,9 V et 0 à 1999 V.

L'utilité du repositionnement de la virgule est évidente: une tension d'entrée de 1,921 V passe pour 1 V sur l'échelle 0 à 1999 V (50 % d'erreur), pour 1,9 V si l'on mesure jusqu'à 199,9 V, etc. Il y a, bien entendu, des multimètres pouvant mesurer 1999,999 V qui donneront une réponse exacte sans commuter l'échelle, mais, même dans ce cas, il aurait été préférable d'utiliser l'échelle 0 à 1,999999 qui aurait donné trois décimales de plus.

Le dépassement: Il est facile à comprendre que « 2001 » sur un affichage qui va de 0 à 1999 et revient à zéro, passerait pour du « 0001 » et un voyant de dépassement allumé. C'est le cas du LD 130 Siliconix ou du MC 1405 de Motorola. Un 7106-Intersil voit son affi-

La figure 2 montre l'« interfacage » (deux portes NAND) nécessaire pour un multimètre utilisant un LD 130. La figure 3 montre le schéma qui permet d'obtenir ces signaux d'un voltmètre digital Intersil ICL 7106, à affichage par cristaux liquides. Sur la figure 4 nous évoquons le même problème, résolu pour un voltmètre numérique à base de MC 1405 Motorola.

Le fait que nous touchons là les plus populaires convertisseurs analogiques-numériques, pour multimètres digitaux, nous permet d'affirmer que ce commutateur est, en toute modestie, universel. Selon ces trois exemples et chaque problème particulier, il faudra tendre à obtenir les deux signaux de base de la commande, le dépassement et la sous-gamme.

A partir de ces signaux on fabrique un signal d'horloge « Ceko » et une commande de comptage ou décomptage pour un compteur CD 4029, figure 2. Ce compteur attaque les entrées binaires d'un commutateur analogique à deux fois quatre voies décodées, CD 4052. Ce commutateur répond à chaque combinaison binaire à l'entrée A, B par la fermeture de deux « contacts » entre les numéros de voies de la valeur binaire et deux sorties communes. Exemple : B, A = 10 sélectionne les voies « 2 », 11 correspond aux voies « 3 », etc.

La vitesse de réponse de ce commutateur électronique dépasse 1 MHz. Entièrement statique il ne connaît pas le problème du nombre maximal de commutations des relais, fussent-ils des bi-lames « reed ».

Les deux parties symétriques de ce commutateur servent d'une part à la commutation d'échelles proprement dites et d'autre part à l'affichage de la virgule (point décimal) sur les afficheurs.

Selon qu'ils sont à anode commune ou à cathode commune, ils devront être dirigés vers la masse, 0 V, ou vers le +5 V. On remarque également que les quatre résistan-

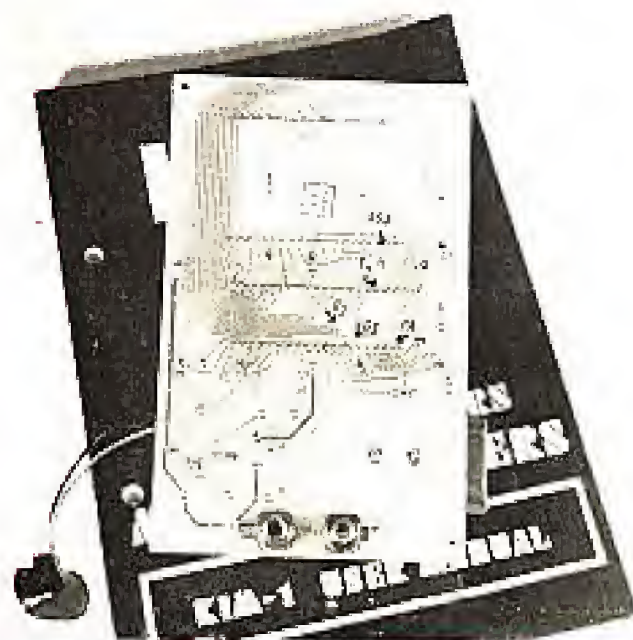
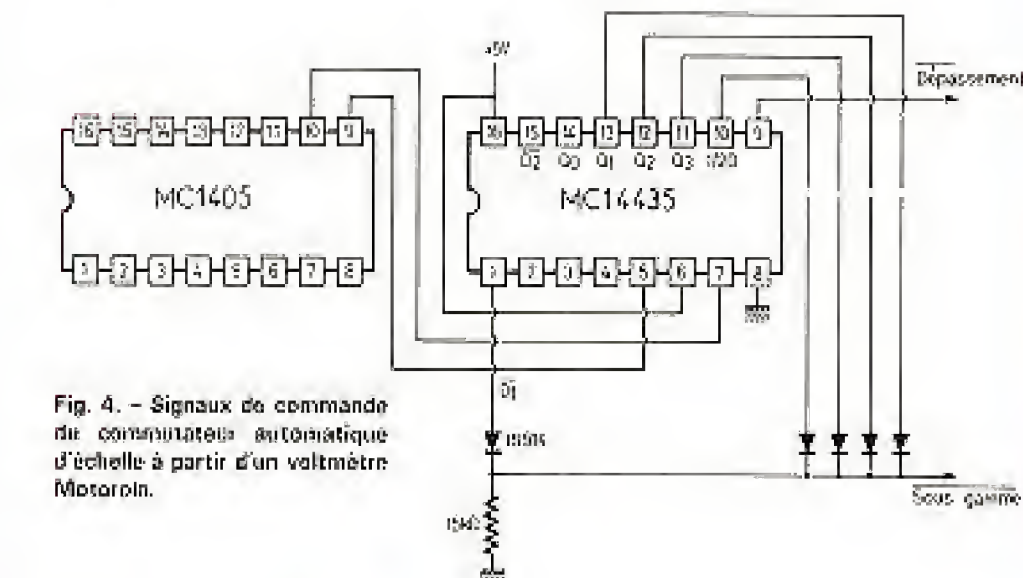
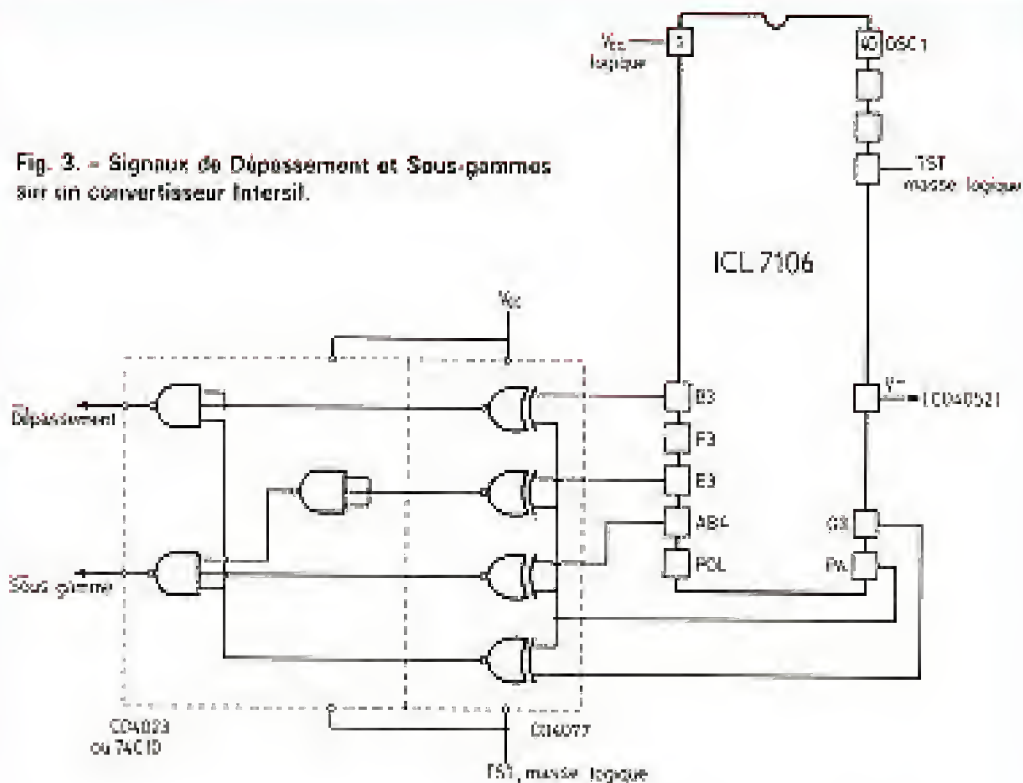


Photo A. - Position des points. Clé sur le kit Intersil.

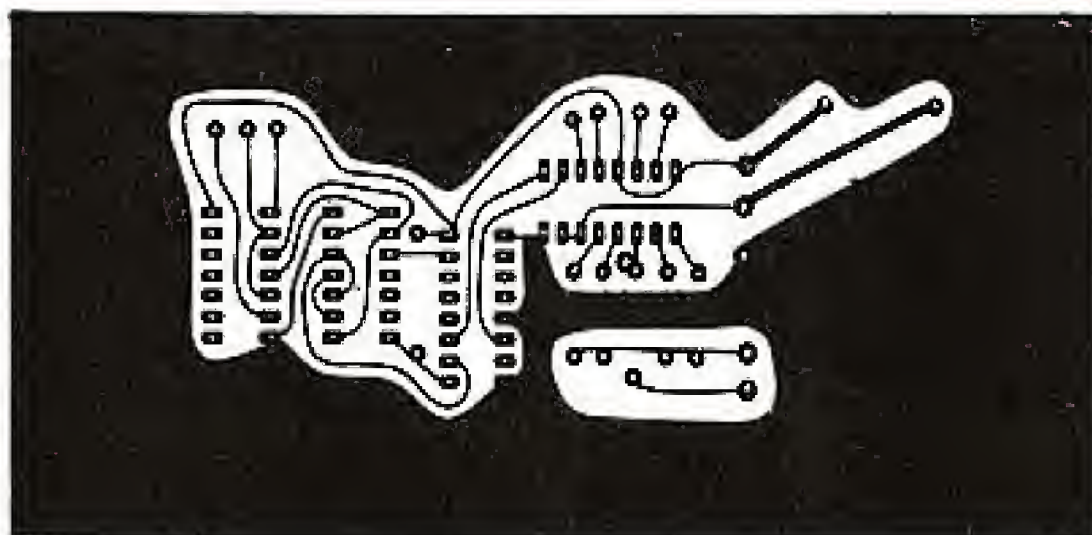


Fig. 5. - Côté cuivre.

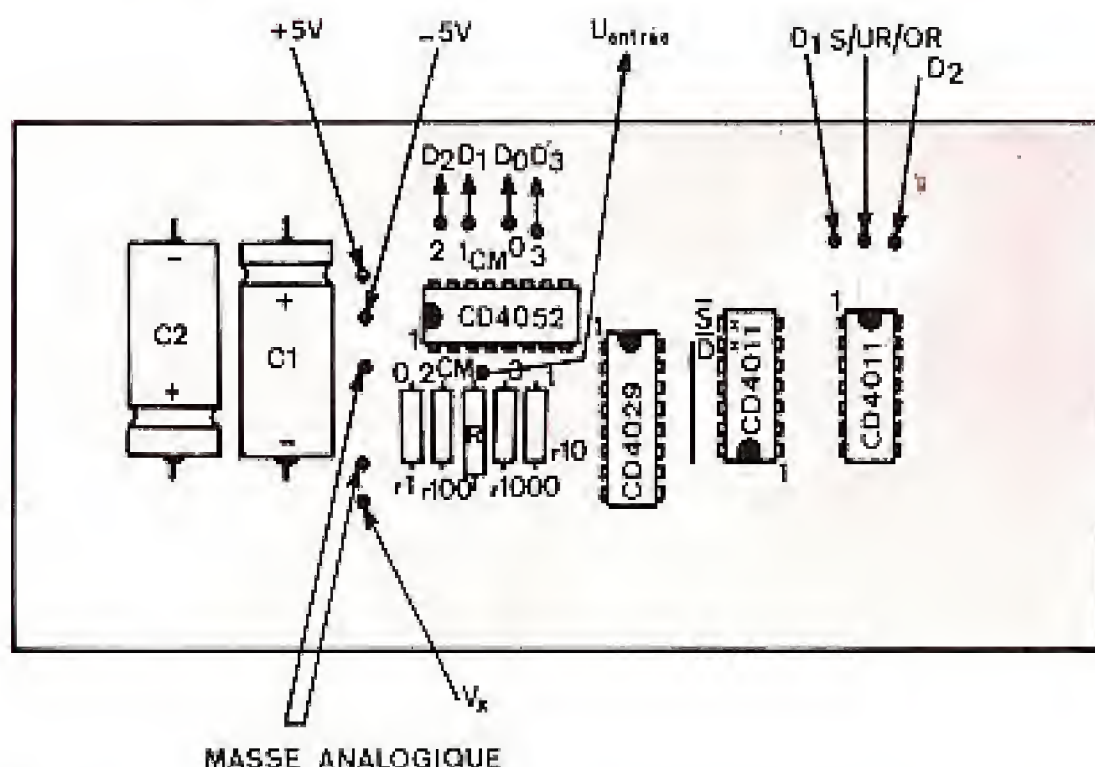


Fig. 6

ces de limitation de courant du point décimal des afficheurs pourront être remplacées avec succès par une seule résistance de la même valeur sur la sortie commune et l'attaque directe des points décimaux. Une résistance par point décimal peut, d'autre part, mieux protéger le commutateur contre les surtensions ou les parasites.

L'autre partie, symétrique, du commutateur sert à la commutation d'échelle proprement dite.

On remarque un fonctionnement en tension. Pour les

échelles de mesure des courants il faut donc s'arranger pour que V_x soit la sortie d'un amplificateur muni d'un shunt de courant en entrée.

D'autre part, le commun de ces voies est à une masse différente du 0 V, ou de la masse utilisée pour l'allumage éventuel des points décimaux. Cette masse, appelée « analogique », ne doit servir qu'à la mesure. Aucun courant d'alimentation (puissance) ne doit la parcourir. Le blindage du câble de mesure ou la borne d'entrée constituent une telle masse.

Les résistances r_1 , r_{100} , etc.,

entrent en jeu à tour de rôle et produisent une atténuation différente de la tension U_x d'entrée. Elles doivent avoir une valeur beaucoup plus grande que les quelques 50 Ω de chaque « contact » du commutateur. Ce dernier, soumis à quelques dizaines de millivolts aux bornes par rapport à la masse, fonctionne alors sans aucune distorsion, dans les meilleures conditions. Tous les circuits intégrés utilisés peuvent s'alimenter entre +3 V et +15 V.

Le CD 4052 nécessite néanmoins une certaine tension négative par rapport à la

masse, pour fonctionner même à des tensions V_x d'entrée négatives. Sa commande, aux entrées A, B, peut se faire à tension positive par rapport à la masse 0-5 V même s'il est alimenté en deux tensions (-5 V, 0, +5 V).

La majorité des plaques à automatiser fonctionne aussi en deux tensions.

En règle générale, alimenter le CD 4052 à la tension la plus négative que pourrait atteindre V_x après la division par r/R , la plus défavorable sans dépasser 15 V entre cette tension et celle de l'alimentation positive.

Fonctionnement

A la mise sous tension le maître des cérémonies, qu'est le 4029, se trouve positionné dans un état quelconque.

Combinaison A, B quelconque veut dire choix d'une échelle au hasard. Il y a bien entendu un dispositif de protection à diodes D_1 , D_2 pour éviter toute surtension dangereuse. Ces diodes peuvent être reliées aux tensions d'alimentation, par exemple.

Le convertisseur analogique-numérique reçoit cette première tension d'entrée et peut donner trois diagnostics logiques : O.K. ; sous-gamme ou dépassement.

Dans le premier cas, les signaux sous-gammes et dépassement restent à leur niveau haut, l'entrée horloge du compteur 4029 est immobile au niveau bas et le point décimal correspondant à l'échelle initiale reste allumé. Par chance, ça marche du premier coup.

S'il y a sous-gamme, ou dépassement, le compteur va avancer ou reculer l'échelle d'une unité. Au rythme d'une dizaine de mesures à la seconde, les quatre échelles peuvent être parcourues en une fraction de seconde. Si le dispositif trouve une échelle pour laquelle il n'y a ni sous-gamme, ni dépassement, il s'y arrête. Sinon, il continue à boucler. Donc, si la tension d'entrée dépasse l'échelle maximale, il y aura un mouvement perpétuel de la virgule de la gauche vers la droite. Il en sera de même pour une tension parfaitement nulle, au sens de déplacement de la virgule près, qui sera inversé.

Réalisation

Le circuit imprimé est celui de la figure 5. Si vous ne pouvez le réaliser vous-même, contactez votre distributeur de composants habituel en lui faisant une demande.

Sur le plan d'implantation des composants de la figure 6, on remarquera une légère

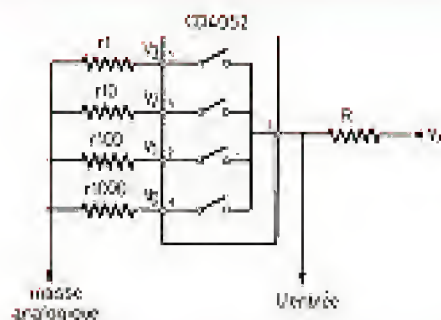


Fig. 7. - Variante de câblage utilisée pour le circuit imprimé.

schéma de la figure 7, du câblage des résistances de calibration. Cette modification est d'ordre pratique : on évite un strap sur le circuit imprimé et la résistance R n'est plus en l'air. Il est vrai aussi que le commutateur à ses contacts flottants par rapport à la masse et qu'il risque de fonctionner moins bien. En pratique on ne remarque pas une grande différence entre les deux montages si ce n'est l'absence de D_1 et D_2 , optionnelles.

Cette plaque fonctionne avec un LD 130 sans r_1 . Dans cette position, le commutateur envoie toute la tension V_1 à l'entrée du LD 130. Pour d'autres versions, les entrées sous-gamme et dépassement, marquées S et D se font par les trous du CD 4011 le plus à droite.

Remarquons également que l'impédance d'entrée, sur toutes les échelles, quelle que soit la variante de câblage choisie (fig. 2 ou fig. 7) est égale à $R = 10 \text{ M}\Omega$.

La liste de composants concerne l'exemple de fonctionnement avec un LD 130, dont la réalisation suit ce cahier.

Attention au sens d'implantation des circuits intégrés.

Attention à l'alimentation correcte du montage : les multimètres utilisant ce commutateur ont une alimentation « logique », entre + 5 V et une masse logique, 0 V, et une alimentation négative nécessaire aux divers amplificateurs intégrés dans le boîtier du convertisseur.

Même si un montage, comme le kit Intersil, s'alimente en une seule tension, il y a un point médian, comme TST qui servira de masse logique.

La consommation des circuits CMOS est infime et ils peuvent être accrochés à ce point sans aucun inconvénient.

A l'intention de ceux qui ont trouvé ce sujet un peu ardu, nous décrirons, dans un prochain numéro, l'automatisation d'un LD 130, qu'ils pourront réaliser sans se soucier du fonctionnement.

André DORIS

Liste des composants

$R = 10 \text{ M}\Omega$
 $r_{10} = 1,1 \text{ M}\Omega$
 $r_{100} = 100 \text{ k}\Omega$
 $r_{1000} = 10 \text{ k}\Omega$
 $r_1 = \infty$ (très grande valeur $\geq 10 \text{ M}\Omega$ (pas de résistance))
 $C_1 = C_2 = 1000 \mu\text{F}/25 \text{ V}$
 Electrolytiques de filtrage

Circuits intégrés
 2 x CD 4011 AE (RCA - National Semiconductor)
 1 x CD 4029 AE (RCA - National Semiconductor)
 1 x CD 4052 AE (RCA - National Semiconductor)

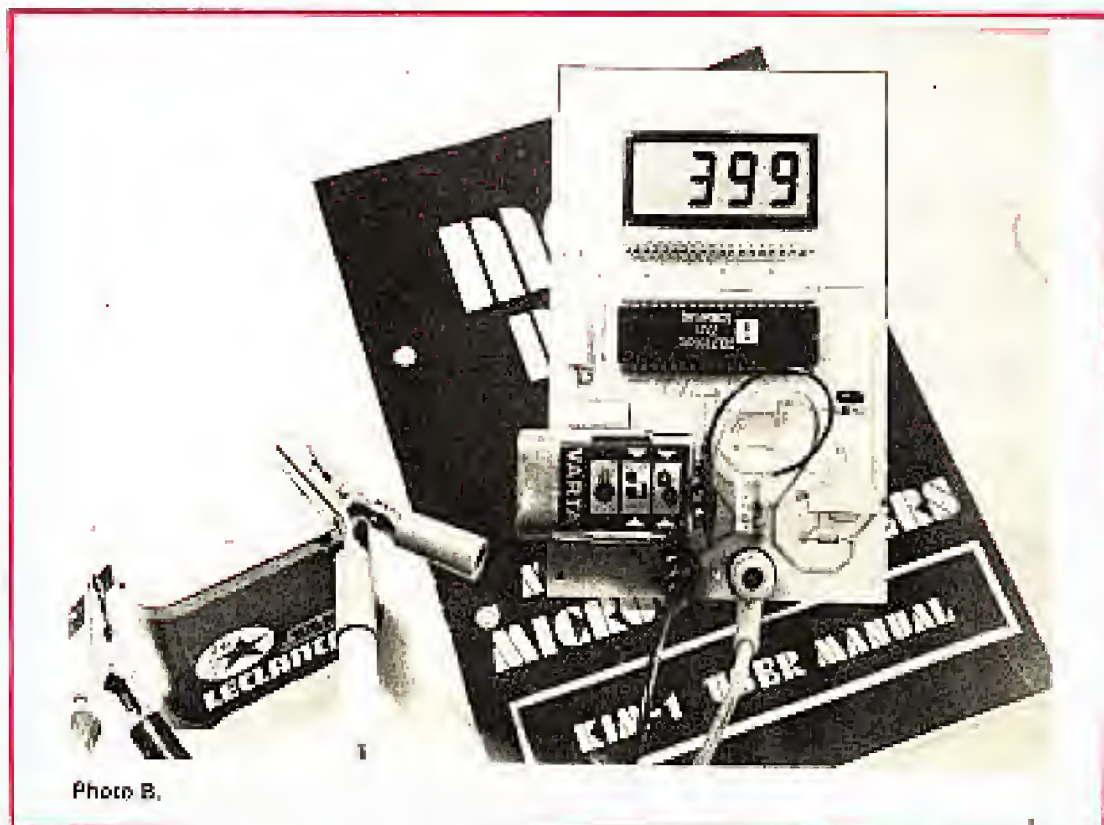
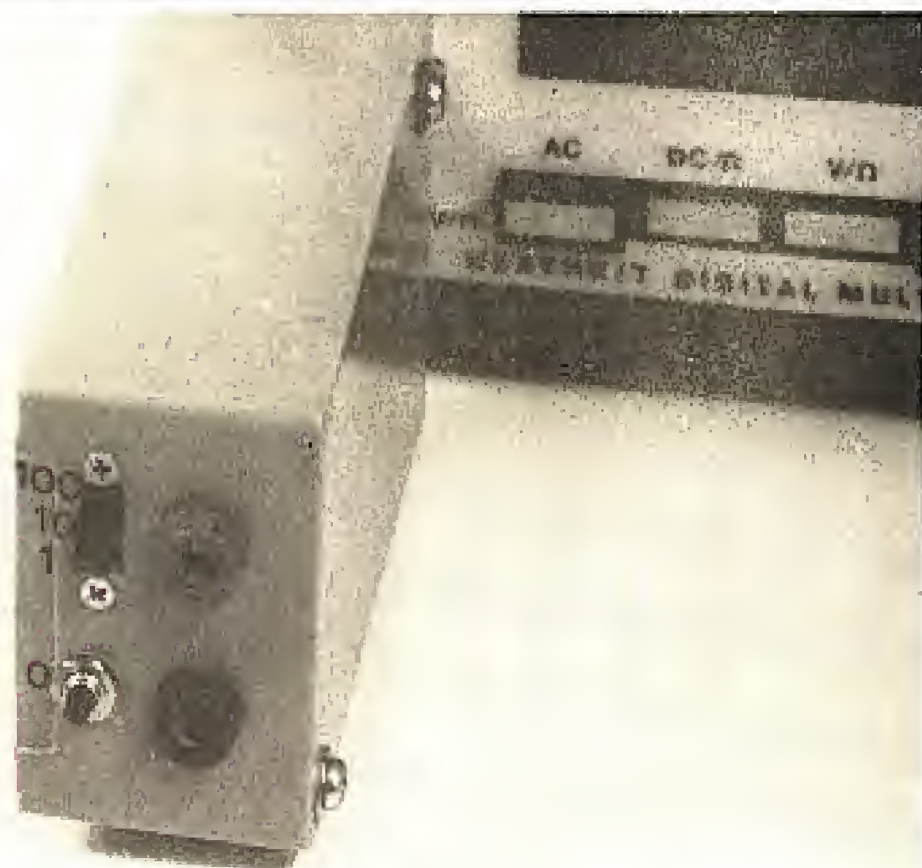


Photo B.

VOLTMETRE DE POINTE A MEMOIRE



LE voltmètre que nous proposons ici est en fait un adaptateur que l'on peut mettre sur les contrôleurs universels afin d'étendre la gamme de lecture en tension alternative. C'est un convertisseur à l'entrée duquel on injecte une tension alternative. A sa sortie, on disposera d'une tension continue.

Le voltmètre alternatif est un instrument assez traître. Il est parfaitement valable pour des tensions sinusoïdales mais, lorsque la forme du signal change, il devient faux. Le voltmètre classique, celui que l'on trouve dans les contrôleurs universels ou les millivoltmètres électroniques reçoit une tension alternative, la redresse puis l'envoie sur un galvanomètre dont l'indication est proportionnelle à la valeur moyenne du courant qui le traverse. Le courant sera donc un courant moyen. Les tensions sinusoïdales sont en général exprimées en valeur efficace. Pour que la lecture corresponde à la valeur efficace, on établit une échelle arbitraire, valable pour la tension sinusoïdale.

On envoie donc à l'entrée du voltmètre une tension sinusoïdale de valeur connue et on ajuste la sensibilité du galvanomètre, pour que son indication soit correcte. Il n'y a donc pas ici de véritable indication de valeur efficace, mais une simple équivalence en sinus.

Nous avons utilisé ce procédé mais, au lieu de prendre la valeur moyenne d'une tension redressée, nous avons considéré la valeur de crête. L'étalement se fait à partir d'une tension sinusoïdale et nous avons installé un diviseur de tension dont l'atténuation est de 0,707. Notre voltmètre donnera la « valeur efficace » lorsque la tension d'entrée sera sinusoïdale ou, lorsque le facteur de pointe, de la tension considérée, sera de 1,414. Sinon, en multipliant l'indication par racine de 2 (1,414) on obtiendra la valeur de crête.

Nous l'avons doté d'une mémoire. Il retiendra donc pendant quelques instants (plusieurs dizaines de secondes), la valeur de pointe d'une tension.

Par exemple, en envoyant un signal musical à l'entrée d'un amplificateur, on pourra, recueillir en sortie, la valeur maximale de la tension, et la convertir en une puissance « fictive », que l'amplificateur est capable de délivrer pendant un bref instant. En toute rigueur, cette indication sera faussée, car la tension musicale n'étant pas du tout sinusoïdale, nous n'aurons qu'une grossière estimation. Cette puissance peut être appelée « puissance musicale ». Là encore, c'est un terme sujet à caution, mais il correspond à une certaine réalité dans le domaine de l'amplification audio.

Un amplificateur audio est fait pour traiter des signaux musicaux dont la caractéristique essentielle est la dynamique, donc, un niveau variant dans de grandes proportions. Un amplificateur travaillant en classe B ou AB consomme peu d'énergie lorsque la tension de sortie est nulle, son alimentation, construite autour de redresseurs et de condensateurs (accumulateurs d'énergie) n'est pas régulée. Pendant les instants de « repos », les condensateurs se chargeront à la valeur de crête de l'alimentation, lorsque la charge augmentera, la tension diminuera. Donc, en régime permanent, l'amplificateur « sortira » moins de puissance qu'en régime musical ou transitoire.

En mesurant une puissance par un train d'ondes sinusoïdales à décroissance exponentielle, il sera possible de mesu-

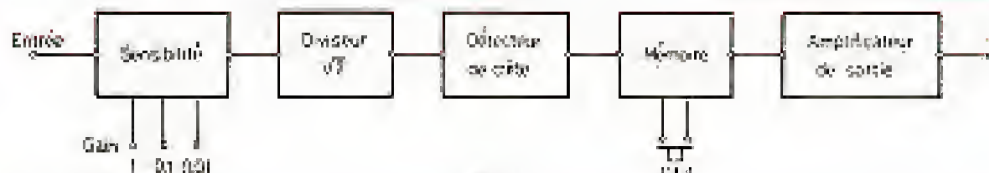


Fig. 1

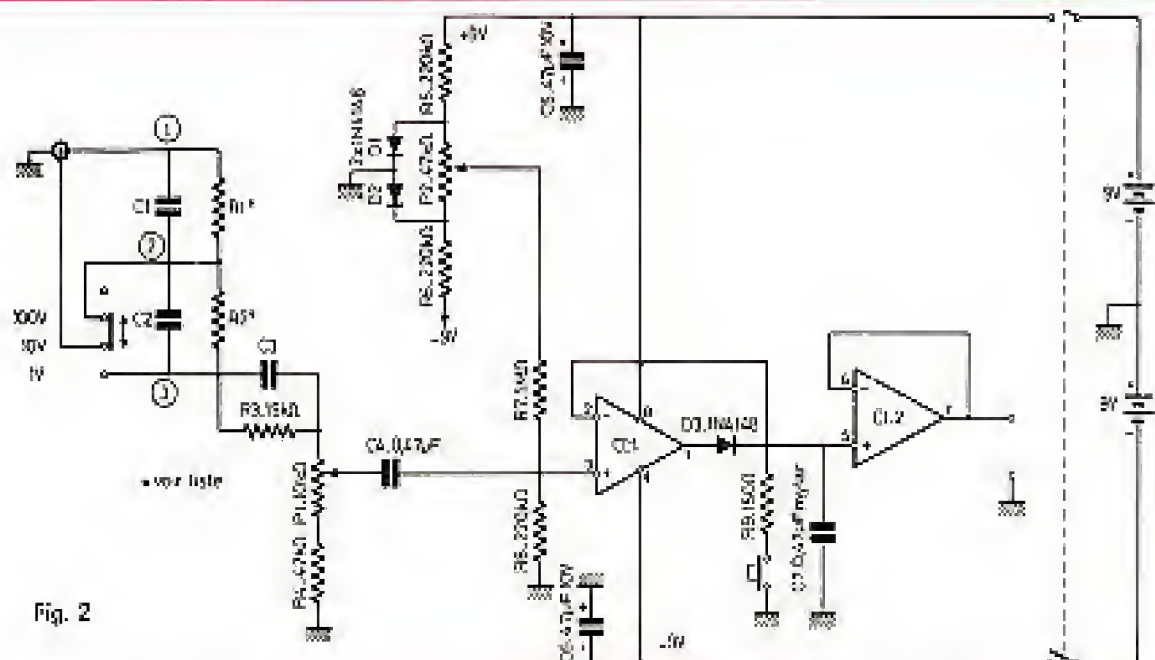


Fig. 2

rer, à partir de cet adaptateur, la puissance maximale atteinte au début de chaque train d'onde. L'onde est pseudo sinusoïdale, l'erreur faite sur l'estimation sera faible. On constatera la déformation de l'onde à l'oscilloscope.

Ce voltmètre pourra aussi être mis à profit pour mesurer la puissance maximale que peut admettre, en pointe une enceinte acoustique, on utilisera aussi des trains d'onde pour éviter de surcharger thermiquement les bobines mobiles.

Schéma synoptique

Il est donné sur la figure 1. A l'entrée du montage, nous aurons un atténuateur qui permettra de disposer de plusieurs sensibilités.

Vient le diviseur par racine de deux, qui peut être fixe, mais que nous avons choisi variable, ne disposant pas du stock de résistances de précision indispensable dans un tel appareil. Le détecteur de crête détectera une seule alternance pour d'évidentes raisons de simplification. A priori, il n'y a aucune raison, avec les signaux musicaux pour que les impulsions positives soient plus petites, ou plus grandes que les négatives.

Le circuit de mémoire conservera la valeur maximale, un peu comme les thermomè-

tres à index, un bouton de remise à zéro sera utilisé au moment de la mesure. Enfin, nous aurons l'amplificateur de sortie qui alimentera un voltmètre à courant continu ou un voltmètre digital.

Schéma de principe

Il est un peu plus complexe que le synoptique. Le montage a été rendu possible par des circuits intégrés double à très forte impédance d'entrée. Ces

circuits ont en effet des transistors à effet de champ à l'entrée, ce qui permet de disposer d'une impédance d'entrée de 10^{12} (un million de million) ohms. Cette particularité sera mise à profit pour assurer la fonction mémoire. Comme cet étage est, de surcroît, monté en suiveur, son impédance d'entrée sera encore plus grande. Pratiquement, le condensateur se déchargera par le courant inverse dans la diode D_1 . Une mémoire de plus longue durée

peut être possible, à ce moment, il faut utiliser un interrupteur qui élimine la diode (voir en fin d'article). Il va de soi que l'on devra utiliser une diode à très faible courant de fuite, une diode silicium s'impose. Avec les composants utilisés ici, nous avons une décroissance de l'ordre de 1 dB par minute, ce qui laisse le temps de relever la valeur maximale. On pourrait aussi envisager un système d'échantillonneur bloqueur, effectuant une comparaison entre l'entrée et la sortie et commandant un interrupteur automatique (commutateur analogique) qui entrerait en service, chaque fois que la valeur de la tension de crête serait supérieure à celle de la tension emmagasinée par le condensateur. Ce système remplacerait avantageusement la diode. Nous sommes restés simples...

Le réseau d'atténuation a reçu une compensation que nous proposons pour les puristes. La réponse en fréquence du montage n'est pas rigoureusement linéaire, une chute est constatée dans l'aigu. Ces condensateurs serviront à assurer une préaccentuation dans l'extrême aigu. Ils seront déterminés expérimentalement. Nous ne les avons pas jugés indispensables.

Le sélecteur d'entrée est un inter à trois positions. Le potentiomètre P_1 ajuste le rapport d'atténuation, si vous désirez une lecture de crête, vous

Fig. 3



Fig. 4

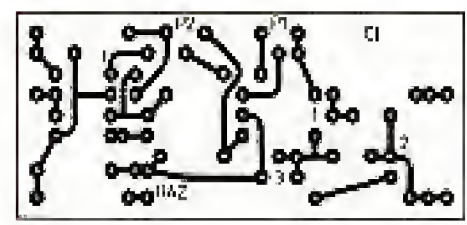
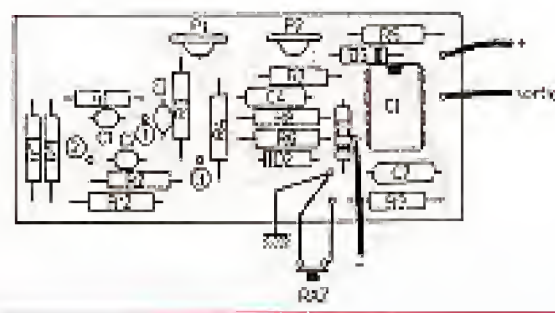


Fig. 5



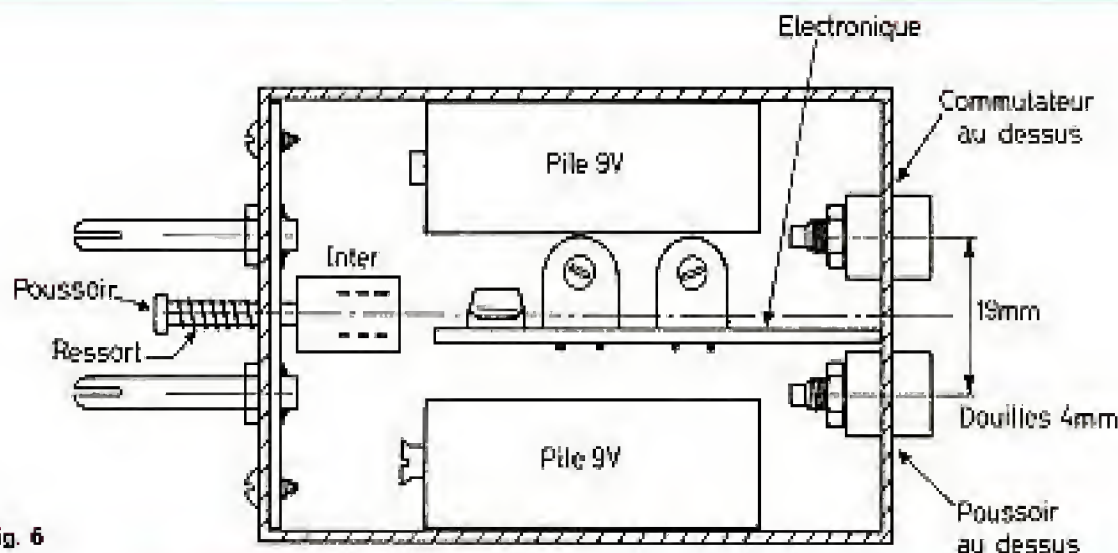


Fig. 6

entrez directement sur le condensateur C_4 . Le condensateur isole la composante continue. Un dispositif de polarisation est utilisé ici pour compenser la tension d'offset des amplis opérationnel, cette tension d'offset entraînant une erreur dans les faibles tensions. Avec ce réglage, la tension d'offset peut être amenée à moins du millivolt.

Le réseau de polarisation est constitué de deux résistances de barée, de deux diodes qui servent à minimiser l'influence de l'usure des piles sur la tension d'offset.

R_7 , R_8 constituent un pont diviseur servant à « démultiplier » le potentiomètre P_2 .

La diode D_3 assure la détection. R_9 réduit l'usure des contacts du poussoir, en limitant le courant de pointe. C_7 assure la mémoire.

Réalisation

Le circuit imprimé a été installé dans un boîtier de diapositives moulé, n'importe quel boîtier de mêmes dimensions (85 x 53 x 33) fera l'affaire. Ce boîtier est conçu comme un adaptateur, il se monte directement sur le contrôleur ou le voltmètre. Pour simplifier la mise en route, nous avons utilisé un interrupteur commandé par la nose en place du boîtier sur l'instrument de mesure.

Deux fiches bananes de 4 mm sont installées à un bout du boîtier, deux douilles de l'autre.

Les circuits imprimés sont représentés sur les figures 3 et 4, l'un selon la méthode classique (photogravure) l'autre, méthode anglaise mieux adaptée à un usinage mécanique.

Bien respecter la polarité de la diode et du circuit intégré. Si la diode est montée à l'envers,

on détectera les pointes négatives, la déviation sera inverse. Si le circuit intégré est soudé à l'envers, il chauffera : Ne pas le laisser trop longtemps et il pourra reprendre du service...

Les figures 6 et 7 donnent la disposition des composants dans le boîtier, on s'inspirera également des photos. L'inverseur utilisé ici est un composant de « récupération », on pourra utiliser un inter-double miniature à glissière de Jeanrobaud. Libre à vous d'adapter la réalisation à vos composants. Les condensateurs de découplage de l'alimentation sont directement soudés sur l'interrupteur, côté circuit (et non piles).

La figure 7, donne le plan de la plaque porte-fiches, elle est réalisée en circuit imprimé verre époxy, les fiches seront soudées sur ce circuit maintenu à l'intérieur de la boîte par deux vis.

Un couvercle bien ajusté, découpé dans du plexi ou du verre époxy, fermera le boîtier et améliorera la rigidité du système.

Mise au point.

Une fois le montage alimenté, on déchargera le condensateur (poussoir), on court-circuitera l'entrée et on réglera P_2 pour éliminer la composante continue résiduelle. Ensuite, on enverra sur l'entrée une tension alternative sinusoïdale de 1 V d'amplitude (valeur efficace), et on réglera P_1 pour lire 1 V sur le contrôleur ou le voltmètre digital.

Un réglage approximatif peut être fait en envoyant directement sur l'entrée 3 une tension positive mesurée sur le calibre continu de l'instrument de sortie. Dans ce cas, il n'y aura pas de compensation d'offset, on admettra une

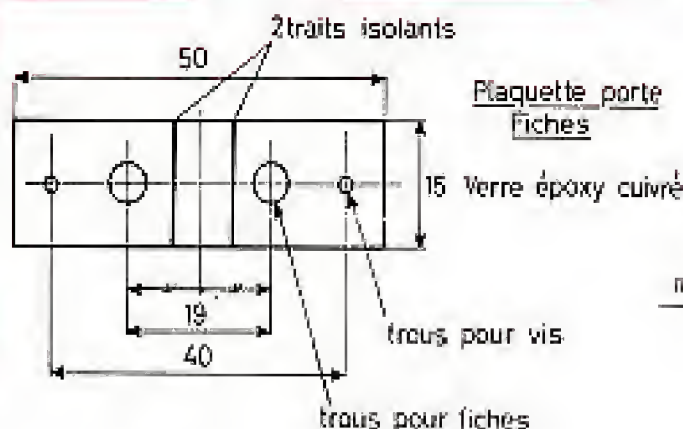


Fig. 7

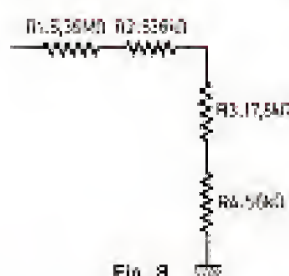


Fig. 8

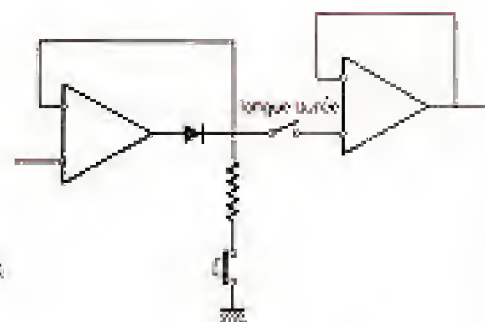


Fig. 9



Liste des composants

- R_1 : 2,2 M Ω en parallèle sur 4,7 M Ω , en série avec 4,7 M Ω (à ajuster éventuellement)
- R_2 : 470 k Ω en série avec 68 k Ω (à ajuster éventuellement)
- R_3 : résistance de 15 k Ω
- R_4 : résistance de 47 k Ω
- R_5 : résistance de 220 k Ω
- R_6 : résistance de 220 k Ω
- R_7 : résistance de 1 M Ω
- R_8 : résistance de 220 k Ω
- R_9 : résistance de 150 Ω
- C_1, C_2, C_3 : facultatifs, à ajuster (quelques pF)
- C_4 : condensateur mylar 0,47 μ F
- C_5, C_6 : condensateurs chimiques 47 μ F / 10 V
- C_7 : condensateur mylar 0,47 μ F (ou plus)
- P_1 : potentiomètre ajustable 10 k Ω
- P_2 : potentiomètre ajustable 47 k Ω
- D_1, D_2, D_3 : diodes 1 N 4148
- CI_1 et CI_2 : circuit intégré double, TL 082 CP Texas Instruments.

Etienne LEMERY

légère erreur. De toute façon, on se souviendra que la précision ne peut être meilleure que celle de l'instrument « étalon » utilisé.

La valeur des résistances de l'atténuateur sera déterminée expérimentalement en injectant à l'entrée une tension connue...

La figure 8 donne les valeurs d'un atténuateur à résistance fixe, assurant le rapport racine de deux et la variation de sensibilité d'entrée.

En 9, nous avons installé un interrupteur de mémoire longue durée. Cet interrupteur peut être un inverseur à trois positions dont une fugitive, celle de remise à zéro. Au centre, nous aurons la mémoire longue, de l'autre côté, la mesure.

22 calibres protégés



2 000 points de mesure

MULTIMETRE NUMERIQUE MULTI 2000

Précis - robuste - autonome

Mesures de :
1 mV (résolution) à 1 000 V- et à 500 V+
1 μ A (résolution) à 2 A-
0,1 Ω (résolution) à 20 M Ω

Résistance d'entrée constante : 10 M Ω

Précision en V- : $\pm (0,5 \% \text{ de la lecture} + 0,25 \% \text{ de la pleine échelle})$

Prix compétitif : 950 F h.t. (1 117 F t.t.c.) au 1er Mars 1978.

AOIP = fiabilité
mesures

Présent dans 34 pays.

Services commerciaux : 83-85, bd Vincent-Auriol 75013 Paris
B.P. 301 - 76624 Paris Cedex 13
Téléphone : 684.15.40 - Télex : AOIP 204 771 F

Je désire recevoir sans engagement la fiche technique du **MULTI 2000** (en deux exemplaires)
Je passe commande de _____
Ets. _____
Nom _____
Soc. ou fonction _____
Adresse _____
Code postal _____
Tél. _____

ADAPTEZ

CETTE MIRE DE CONVERGENCE

A VOTRE JEU T.V.

POUR une somme plus que modeste, avec un minimum de composants, vous pouvez obtenir une superbe mire de convergence et de pureté. Quadrillage de barres fines blanches ou image blanche, synchronisée en 625 lignes. Chaque ligne horizontale n'est qu'une seule ligne de balayage très stable, sans sautiller d'une ligne à une autre.

Cette mire est réalisée à partir d'un jeu vidéo, utilisant un circuit AY 3-8500 ou 8550, dont elle utilise le convertisseur UHF. Elle n'est constituée que de trois circuits intégrés CMOS très courants et bon marché (CD 4011) de quelques résistances, six condensateurs et deux diodes, enfin un tout petit circuit imprimé avec qua-

tre mini-ajustables. Le prix de revient reste inférieur à 50 F.

La version originale permet de passer brutalement grâce à un inverseur situé sur le boîtier de l'appareil de la fonction « mire » à la fonction « jeux ».

Fonctionnement du montage

L'ensemble du montage se branche sans problème sur l'alimentation du jeu existant soit de 7,5 V à 9 V.

Les barres horizontales (fig. 1)

Les tops de synchronisation trame et ligne, en lancée négative, sortent du circuit AY 3-8500 par la PIN n° 16. Ils sont

inversés par une porte NAND (n° 1). A la sortie de cette porte via une résistance de 4,7 k Ω ils sont transmis à la base d'un transistor BC 108. Ce transistor est bloqué au repos en statique par la résistance de 1 k Ω . De plus, avec un condensateur de 22 nF la résistance 4,7 k Ω forme un circuit intégrateur qui élimine les fréquences élevées : soient les TOPS ligne. Donc seuls les tops trame, en lancée positive, débloquent le transistor et sur son collecteur on retrouve alors ces tops trame en lancée négative.

Les deux portes NAND 8 et 9 forment un oscillateur dont la fréquence peut être réglée par P_2 ; cet oscillateur est synchronisé par les tops trame présents sur le collecteur du transistor et appliqués sur la

deuxième entrée de la porte n° 8. A la sortie de la porte n° 9 on obtient des créneaux à une fréquence multiple de la fréquence trame. Le condensateur de 22 nF et la résistance ajustable P_4 forment un circuit différentiateur dont le τ (la constante de temps) est réglable par P_4 .

La porte n° 10 est polarisée positivement à son entrée par P_4 et seule l'impulsion négative de différentiation pourra modifier son état et cela, pendant un temps qui sera fonction de P_4 . Ainsi en sortie de porte n° 10, on obtiendra des impulsions fines et positives dont l'épaisseur pourra être modifiée par P_1 . Ces impulsions seront en fait les barres horizontales de notre mire.

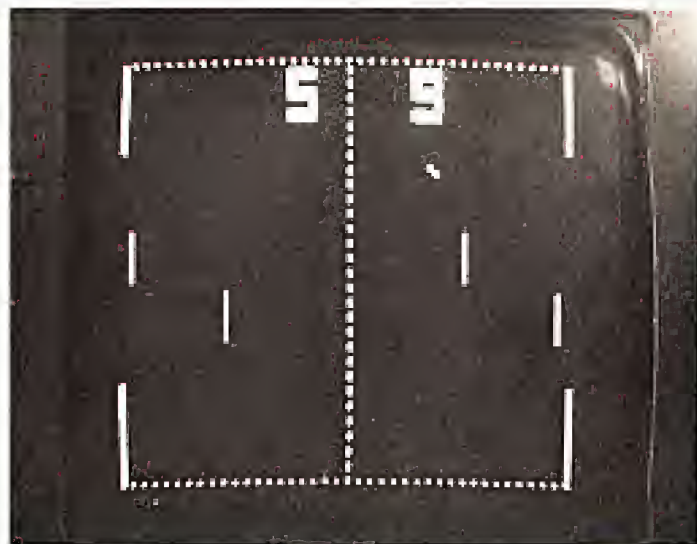


Photo 1

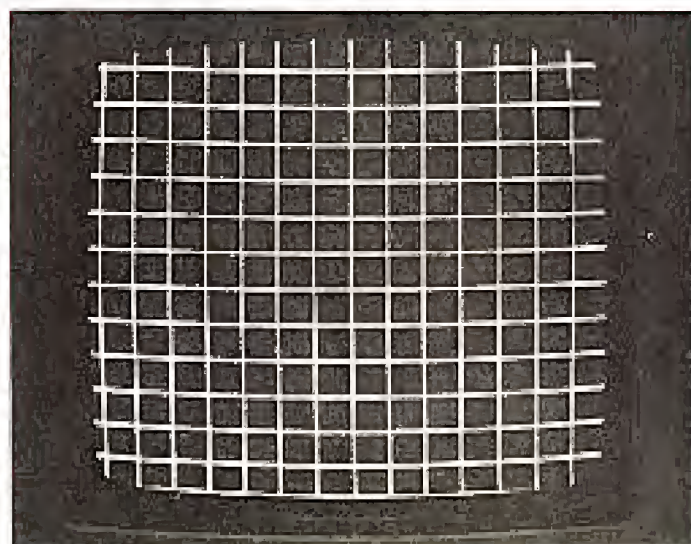


Photo 2

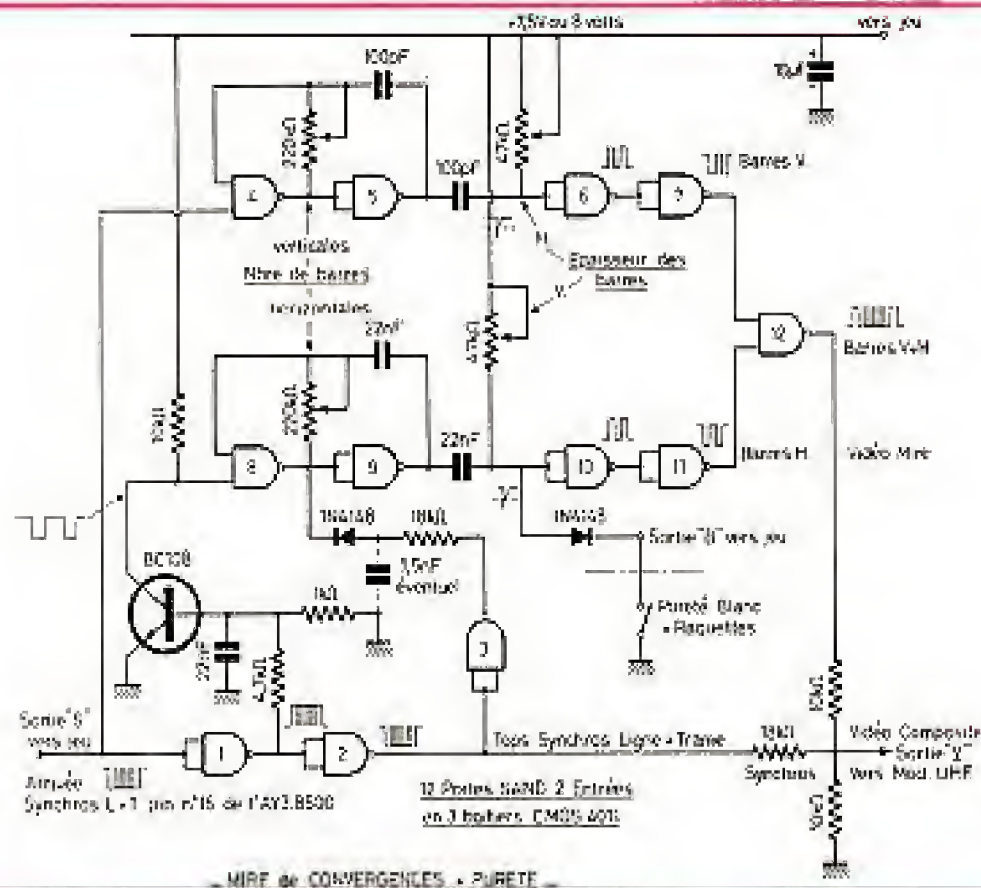


Fig. 1

Les barres verticales

À la sortie de la porte n° 1 les tops synchro lignes et trame sont présentés à l'entrée de la porte n° 2. Elle fonctionne en inverseur et ainsi on retrouve en sortie de la porte n° 2 les tops synchro ligne + trame en lancée négative. Ils sont transmis à l'entrée de la porte n° 4 qui forme avec la porte n° 5 un oscillateur dont la fréquence peut être réglée par P_1 . Les tops, à l'entrée de la porte 4, permettront de le synchroniser. Cet oscillateur fonctionne à un multiple de la fréquence

ligne et il va générer les barres verticales, leur nombre pourra être réglé par P_1 . A la sortie de la porte 5 on retrouve un circuit différentiateur identique à celui de tout à l'heure (aux valeurs près) et dont en sortie de la porte n° 6, on obtient des impulsions positives dont la finesse peut être modifiée par P_2 et qui sont les barres verticales.

Mélange

Grâce aux portes n° 7 et n° 11 les impulsions positives

sont inversées afin d'être mélangées dans la porte 12. Ainsi l'ensemble des portes 7, 11, 12, devient une porte « OU » et en sortie de la porte 12 on obtient un mélange de barres verticales et horizontales en lignes positives.

Grâce à la « matrice » de résistances, on mélange ces impulsions vidéo barres/résist. 10 k Ω avec les tops trame et ligne issus de la porte n°2 (résistance 18 k Ω), le tout sur une résistance de masse de 10 k Ω . On obtient ainsi la vidéo composite.

Position
« pureté »

La position mire en « pureté » correspond en fait à une image blanche synchronisée, donc il suffit par exemple de mettre au potentiel 0 (soit massé) l'entrée de la porte n° 10 pour avoir : la sortie porte 10 au + et la sortie porte 11 au potentiel 0 V donc, la porte 12 au + en sortie, c'est-à-dire vidéo maxi blanche. Pour ce faire, on peut utiliser la même interrupteur de mise à la masse du point PIN n° 13 (hauteu

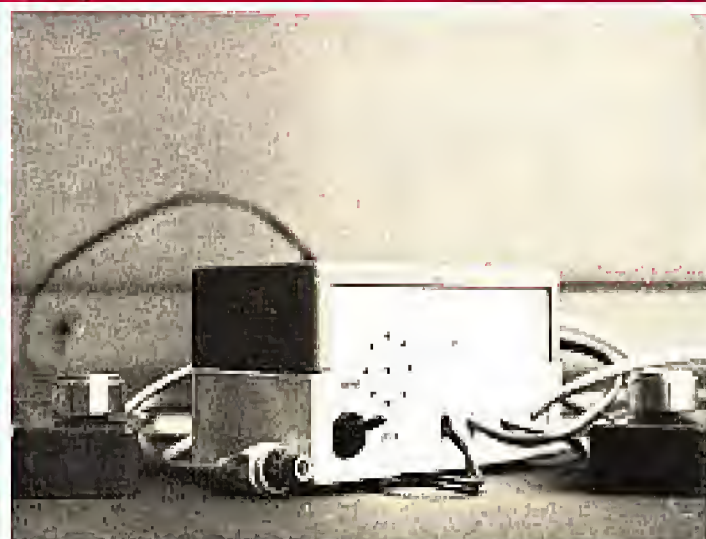


Photo 3

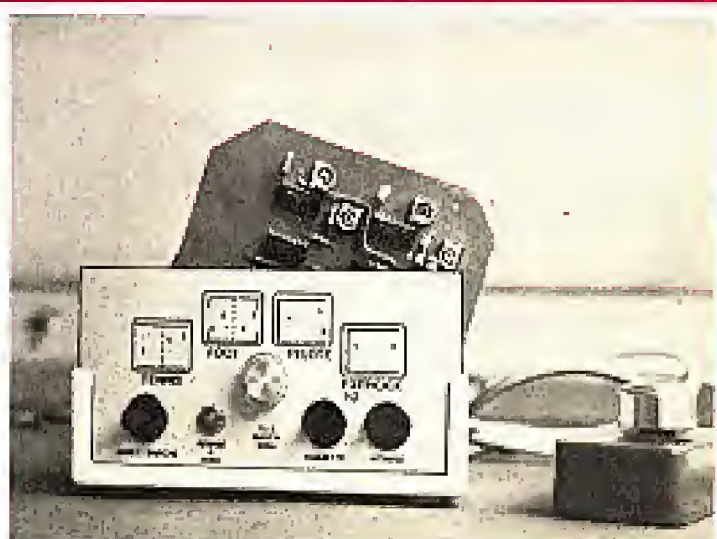


Photo 4

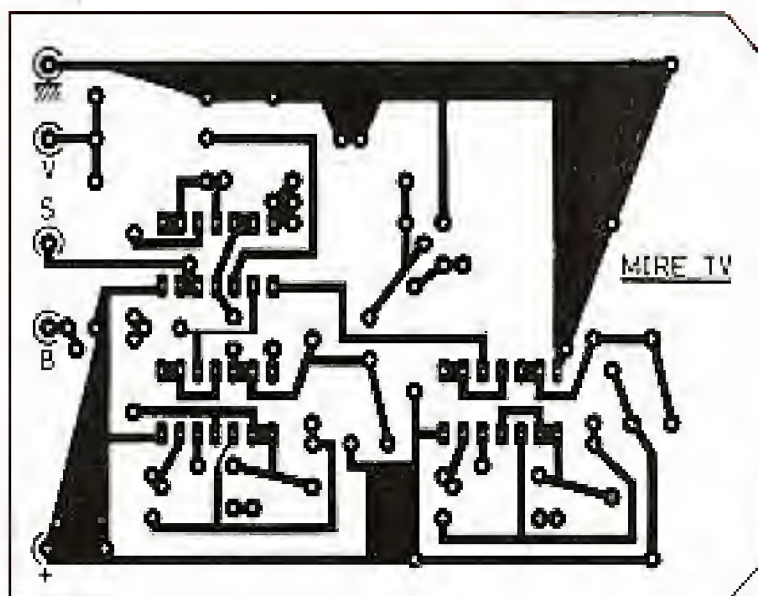


Fig. 2

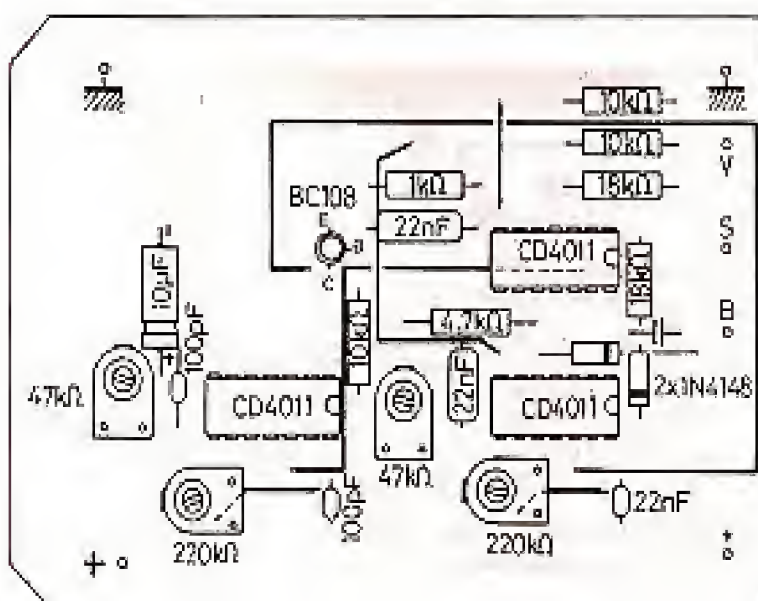


Fig. 3

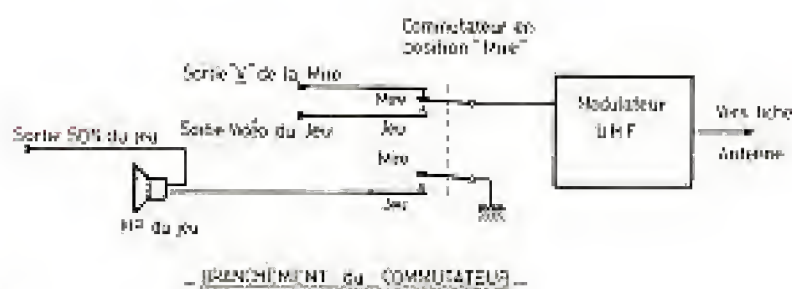


Fig. 4

Liste des composants

Résistances

- 1 x résistance 1 kΩ
- 1 x résistance 4,7 kΩ
- 3 x résistances 10 kΩ
- 1 x résistance 18 kΩ
- 1 x résistance 22 kΩ

Condensateurs

- 3 condensateurs 22 nF
- 2 condensateurs styroflex 100 pF
- 1 condensateur 1,5 nF

Semi-conducteurs

- 1 BC 108 ou BC 238 ou équivalent

Potentiomètres

- 2 ajust. 220 kΩ
- 2 ajust. 47 kΩ

Circuit intégré

- 3 boîtiers C.MOS 4011
- 1 commutateur 2 position double inverseur
- 1 circuit imprimé 7 cm x 10 cm environ.

requerant de l'AY 3-8500, à condition de placer en série la diode 1N4148.

Circuit R.C. diode, additif au générateur de barres horizontales

Remarque

Dans une mire « analogique » simple, le problème de la barre horizontale est le plus difficile à résoudre ; car si l'on veut obtenir une barre horizontale dont l'épaisseur est une seule ligne (ce qui est nécessaire pour aboutir à un bon réglage de convergence sur un T.V.C), le générateur de barres horizontales ne sera pas capable simplement de nous placer ces créneaux en plein sur une ligne et à tous les coups ! (Ainsi, on risquera de voir notre ligne blanche se déchirer ou sauter de haut en bas d'une ligne sur une autre).

Grâce à la porte n° 3, l'ensemble des tops est inversé et se trouve ainsi en lancée positive. Grâce à la diode 1N4148, dosé par la résistance de 18 kΩ il est appliqué entre les portes 8 et 9 et ainsi le générateur de barres horizontales sera tributaire de la synchro trame (entrée porte 8) et de la synchro ligne (entrée porte 9) en positif. Ainsi les barres horizontales ne seront générées que sur des lignes de balayage. À remarquer : un condensateur de 1,5 nF entre anode diode et masse, destiné à éliminer un peu les retours de commutation des portes 8 et 9 lors des basculements afin de ne pas troubler les tops ligne et trame de synchro (ce condensateur n'est pas toujours nécessaire, il n'est donc qu'éventuel !).

Câblage et mise en route

Le câblage est très simple (fig. 2 et 3) et le montage devra fonctionner du premier coup. Placer le commutateur en position jeu et s'assurer que le

jeu fonctionne toujours correctement. Passer alors en position mire. Le son doit se couper et une mire quadrillée doit apparaître. Régler d'abord le nombre de barres verticales suivant le goût personnel (une douzaine de barres permet un réglage de convergence très précis), puis régler leur épaisseur, la plus fine possible bien entendu.

Ensuite, régler le nombre de barres horizontales pour avoir

des carrés au centre de l'écran, sur un téléviseur déjà correctement réglé et sans sautiller. Régler alors l'épaisseur afin de n'obtenir qu'une seule ligne de balayage allumée, pour une barre horizontale. On verra une découpe verticale de toutes les barres horizontales à la fois se déplacer dans le sens horizontal sous l'action de ce réglage d'épaisseur : on agira sur ce potentiomètre ajustable afin de placer cette découpe à

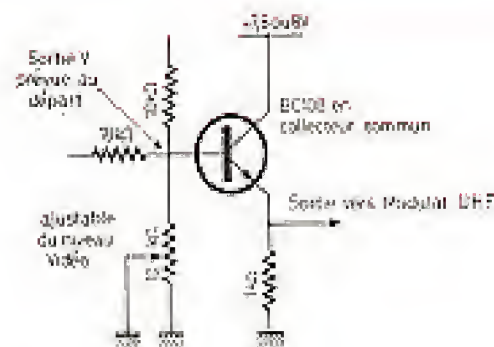


Fig. 5

droite (dans la partie vidéo réservée au blanking et au top ligne donc invisible). Ainsi l'image quadrillée restera stable et ne nécessitera pas d'autres retouches. S'assurer que l'image devient bien blanche en manœuvrant l'interrupteur « raquettes ».

Nous avons tenu à ne réaliser qu'une mire très simple et très économique (25 F de matériel environ).

Il est bien sûr facile de la compliquer très légèrement pour obtenir des barres noires ou une mire de points ou un

damier. Nous ne pensons pas que ces genres de mires soient beaucoup plus intéressantes d'ailleurs.

Adaptation Remarque

Certains jeux peuvent comporter un modulateur UHF qui est prévu pour être attaqué par des signaux vidéo à plus basse impédance. Dans ce cas nous proposons la modification de la figure 5 à apporter à la sortie « V » vidéo mire (le cas doit être rare). M. BOLLARD

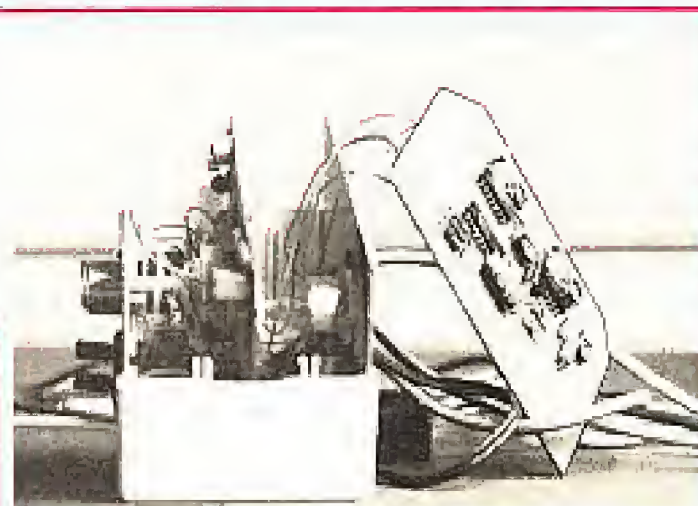


Photo 5

Pourquoi choisir une antenne ALLGON ?

- Elle a un plan de sol artificiel.
- Son plan de sol est particulièrement réduit.
- Ses fouets sont en caoutchouc.

LA PLUS VASTE GAMME D'ANTENNES TOUTES CONFORMATIONS :

15 modèles en 27 MHz
12 modèles d'antennes mobiles de 30 MHz à 470 MHz
3 modèles d'antennes marines de 27 MHz à 175 MHz
13 modèles à plan de terre de 30 MHz à 470 MHz

à partir de :

42 F. TTC
42 F. TTC
268 F. TTC
265 F. TTC

Pour quantités : consultez SPETELEC.

ACCESSOIRE :

Indicateur de poche pour accord d'antenne A T I toutes bandes de fréquence - 120F. TTC. franco

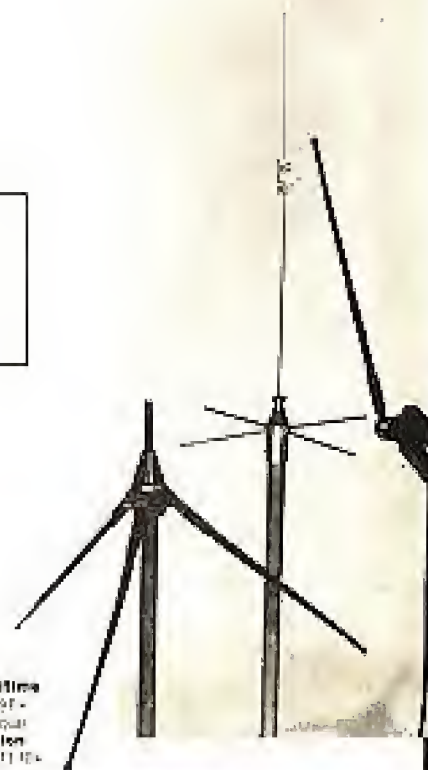
Importateur exclusif :

spetelec

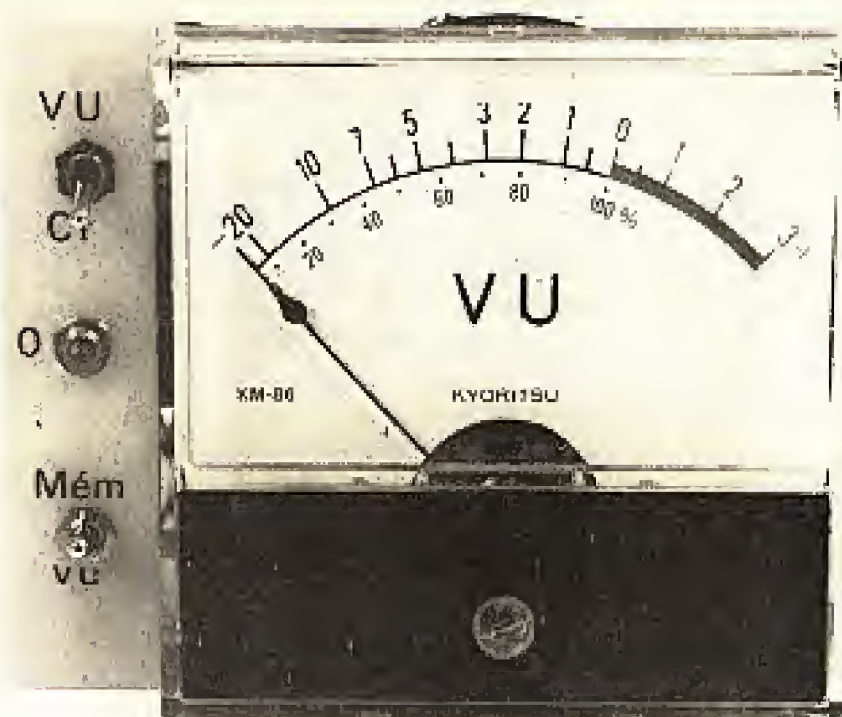
Centre commercial Belle Epine - EUROPA 111,
94502 RUNGIS Cedex. Tél. 686.56.65-4 - Télax 250801 F

Distributeurs auprès :

G.A.E., 14111 rue René Tesson 94450 Paris 15, 584.56.58 - **Radio International**, 20, rue Maréchal, 13001 MARSEILLE, (51) 90.32.05 Télax 401.5521 - **L'Onde Maritime**, 28 boulevard de la République 93047 La Plaine, 475.71.91 - **Radio International**, 18, quai de la Loire, 13115 PORT-DE-BONNE, (51) 05.20.75 Télax 401.5521 - **Marine Electronique Atlantique**, 2, rue de Crémont, 33000 BORDEAUX, (56) 26.22.14. Télax 550.9991 - **Marine Electronique Atlantique**, 10, rue de la Forêt, 44400 NANTES, (40) 71.32.54 - **Société Aven**, 5, rue du Départ, 29200 BREST, (56) 44.21.51 - **Electronic Equipment - Marine Division**, Chemin de la Vierge, 31, 93110 CLICHY-LEVAL, (15) 43.64.02-48.60.39. Télax 150.51.11 - **Société Telfem**, 12, place de l'Yser, 59140 L'UNION, (20) 46.11.10 - **Saved**, 10, rue Pierre Bérard, 42000 FRETZ-LES-BAIGES, (80) 21.48.12 (répondre) 24h/24h pour l'urgence 060.03.03.03



VUMETRE CRETEMETRE A MEMOIRE



Ce montage est une application d'un double amplificateur opérationnel, il utilise des circuits intégrés à haute impédance d'entrée comme élément permettant d'obtenir une mémoire. Cet appareil de réalisation simple est destiné à être installé devant un Vumètre dont il utilisera le cadran avec ses graduations d'origine. Nous avons conservé le Vumètre dans son intégralité, c'est-à-dire que le redresseur qui se trouve à l'intérieur y reste pour que la non-linéarité des graduations soit conservée (graduation resserrée à l'origine).

La double fonction de crête-mètre et de Vumètre est obtenue par commutation. Dans notre réalisation, la plaquette de commande des fonctions est installée sur le côté d'un Vumètre KM-80, d'origine japonaise.

Un interrupteur sert à passer de la fonction Vumètre à la fonction crête-mètre, un push-bouton remet l'aiguille à zéro, un second interrupteur change la constante de temps du circuit de mémoire de crête.

La mémoire de longue durée donne un signal décroissant de

1 dB en une minute, alors qu'avec la résistance de décharge, cette décroissance se fait en une seconde (valeurs approximatives).

L'indication de crête est utile pour faire des enregistrements sur bande magnétique, elle indique le seuil à ne pas dépasser pour éviter la saturation. Le crête-mètre réagit très vite et enregistre des transitoires même très brefs. Le vumètre répond à certaines normes balistiques, son équipement mobile excité par une tension doit monter à sa valeur nominale en un temps donné.

L'inertie de l'aiguille fait que les crêtes ne sont pas indiquées. Par contre, le Vumètre donnera une idée du volume sonore de l'enregistrement. Les deux instruments, crête-mètre et vumètre, sont complémentaires. Le crête-mètre est un instrument plus sûr que le Vumètre en enregistrement, mais, en sonorisation, le Vumètre prend le dessus.

La mémoire sert à éliminer l'inconvénient de la relative lenteur de réponse de l'aiguille. Comme la tension est mise en mémoire, l'aiguille pourra prendre tout son temps pour

atteindre la valeur finale et indiquer la bonne valeur.

La mémoire sera mise à profit pour régler les commandes de niveau d'enregistrement. L'aiguille se fixera au niveau maximal de la musique, il suffira donc de commander le potentiomètre d'une valeur connue pour que l'enregistrement soit fait dans les conditions optimales.

Le montage se compose d'un redresseur à alternance, chargeant un condensateur. La tension du condensateur est transmise à un étage amplificateur, qui adapte la sensibilité du galvanomètre à celle d'entrée du montage.

En fonction Vumètre, le galvanomètre sera alimenté par une tension redressée mono alternance. Le redresseur interne se comportera comme une résistance non-linéaire, ne jouera pas de rôle redresseur. La sensibilité du modèle utilisé est insuffisante pour une attaque directe telle conviendrait avec un redressement double alternance. Par contre en mesure de crête, nous enverrons une tension continue. Il sera donc indispensable d'ajouter une résistance en

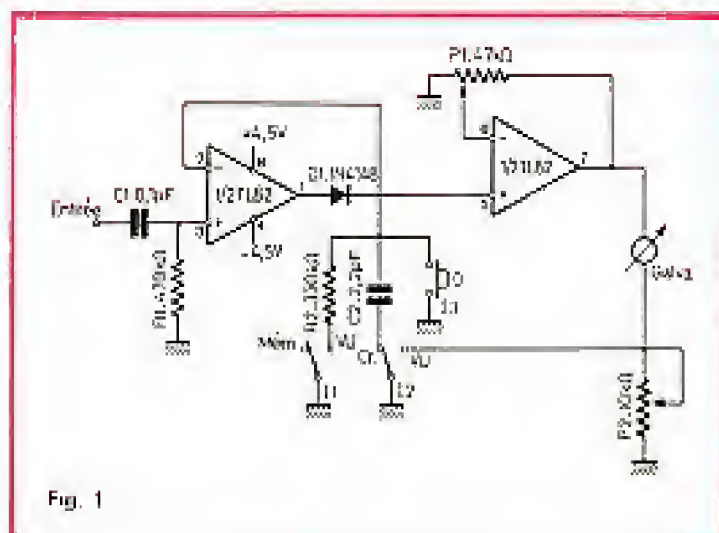


Fig. 1

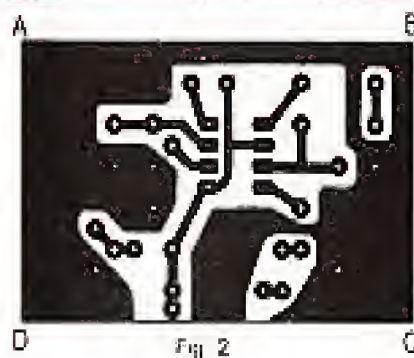


Fig. 2

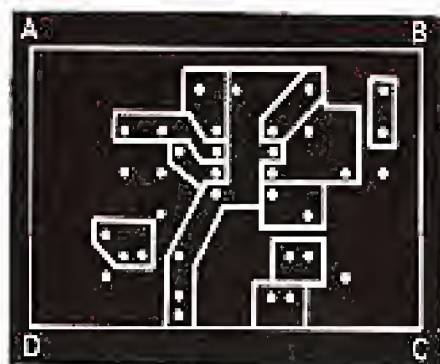


Fig. 3

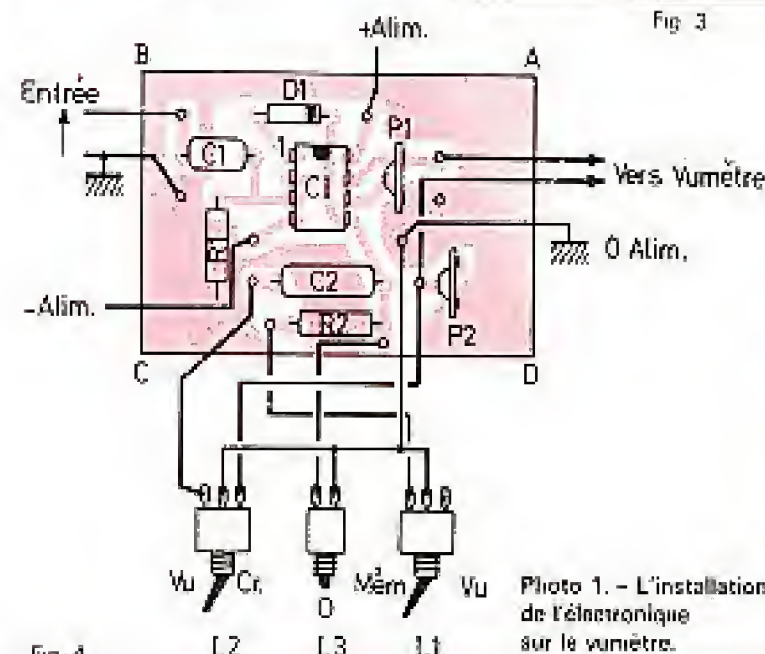


Fig. 4

Photo 1. - L'installation de l'électronique sur le vumètre.

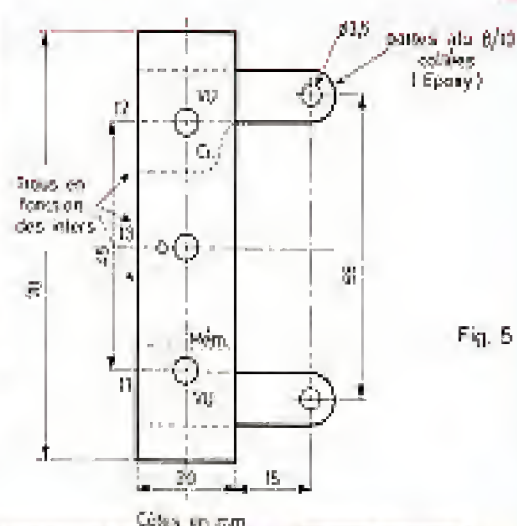
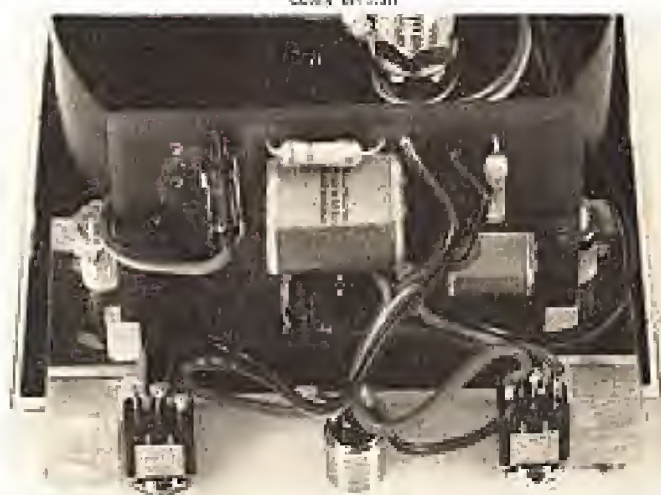


Fig. 5



rie avec le galvanomètre ou réduire sa sensibilité lors u fonctionnement en crête-à-crête.

L'entrée se fait en alternatif. Le condensateur C_1 élimine les composantes continues. La résistance R_1 polarise l'entrée d'un inverseur du premier amplificateur opérationnel. Ici, nous n'avons pas prévu de compensation de tension offset, la précision exigée n'est pas très importante et il y a toujours moyen de régler le zéro par l'intermédiaire de la vis du galva.

La diode D_1 assure le redressement, la contre-réaction est prise sur sa cathode pour la transformer en une diode parfaite...

Le condensateur C_2 assure la mise en mémoire, la résistance R_2 sert dans deux cas : la charge de C_2 pour le fonctionnement en crête-mètre et la résistance de charge de D_1 pour la fonction Vumètre. L'impédance d'entrée de l'étage de sortie est très élevée, le courant dans la diode est donc pratiquement nul. La

diode se comporterait donc en résistance non linéaire aux caractéristiques mal définies. Les 330 000 Ω de R_2 suffisent à assurer le fonctionnement prévu.

L'interrupteur I_2 a son point commun à la masse, il met le condensateur C_2 à la masse en fonction crête, tout en mettant en service la résistance R_2 . Pour la version Vumètre, il n'y a plus de mémoire et P_2 est court-circuité.

Le poussoir I_3 déchargera le condensateur avant chaque mesure.

Réalisation

Le circuit imprimé est donné sur les figures 2 et 3. L'implantation et le câblage sont donnés figure 4. Le montage est simple, peu d'erreurs sont à craindre, si le Vumètre est monté à l'envers, il déviara dans le bon sens : un redresseur à double alternance l'équipe.

La mise au point se fait en branchant un générateur audio à l'entrée. On mettra l'appareil en fonction Vumètre pour régler le gain de l'étage de sortie (ne pas oublier de basculer I_1 pour mettre la résistance R_2 en service). Pour la fonction crête, on peut maintenant agir sur P_2 .

Le circuit imprimé sera monté sur le côté du Vumètre, le dessin de la figure 5 donne les cotes de la plaque de fixation des interrupteurs pour le Vumètre Kyoritsu KM 86 (encombrement de la façade 78 x 86 mm). La plaque est en plexiglass et les pattes en tôle d'aluminium. L'électronique sera mise soit derrière le Vumètre, soit derrière la plaque. L'entraxe des pattes de fixation correspond à celui des vis du Vumètre, si vous utilisez un autre modèle, rien ne vous empêchera de modifier ces cotes.

Ce montage peut s'utiliser avec d'autres galvanomètres, même sans redresseur interne. Dans ce cas, on respectera la polarité indiquée par le constructeur - à la masse et + vers

la sortie de l'amplificateur opérationnel.

Le galvanomètre peut aussi être remplacé par une échelle de diodes électroluminescentes, mais la fonction VU n'est plus assurée.

Étienne LEMERY

Liste des composants

- R_1 : résistance de 470 k Ω
- R_2 : résistance de 330 k Ω
- P_1 : potentiomètre ajustable de 47 k Ω
- P_2 : potentiomètre ajustable de 10 k Ω (modèles miniatures pour P_1 et P_2).
- C_1 : condensateur mylar 0,1 μ F.
- C_2 : condensateur mylar 2,2 μ F.
- D_1 : diode silicium 1 N 4148
- Circuit intégré : TL 082 CP de Texas Instruments
- I_1 : inter simple
- I_2 : inverseur simple
- I_3 : bouton poussoir type N-O
- Galvanomètre, circuit imprimé (ou Véroboard), plexiglass, etc.

Réalisez :

UN TESTEUR D'ETATS LOGIQUES A TROIS ETATS LE « TRILOGIC »

Le moyen le plus fréquemment rencontré pour tester et visualiser les états logiques dans nos montages consiste à utiliser des testeurs à diodes LED qui indiqueront, par exemple, un niveau logique « haut » pour la diode LED allumée et un niveau logique « bas » dans le cas contraire. C'est en particulier ce fonctionnement que nous obtiendrons avec le « témoin logique » dont nous rappelons le schéma sur la figure 1.

Aujourd'hui, en plus des circuits intégrés logiques classiques, comme la TTL, nous rencontrons plus souvent des circuits dits à « trois-états ». Rappelons que la caractéristique de ces circuits est de pouvoir présenter sur les sorties les niveaux logiques résultant de la fonction qu'ils remplissent, mais également de pouvoir placer ces mêmes sorties dans un état de haute impédance sous l'action d'une commande appropriée. Dans cet état, nous pouvons pratiquement considérer la sortie comme « déconnectée » de la ligne à laquelle elle est reliée. Cette disposition permet, moyennant une logique de contrôle appropriée, de raccorder un grand nombre de sorties de circuits entre elles sans danger ni perturbation pour les CI.

Il nous est apparu que la vérification de la mise au point de montages comportant des sorties à trois états serait facilitée, sinon plus sûre, si le test

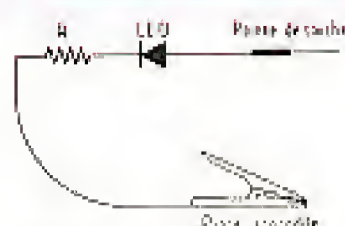


Fig. 1. - Testeur logique élémentaire

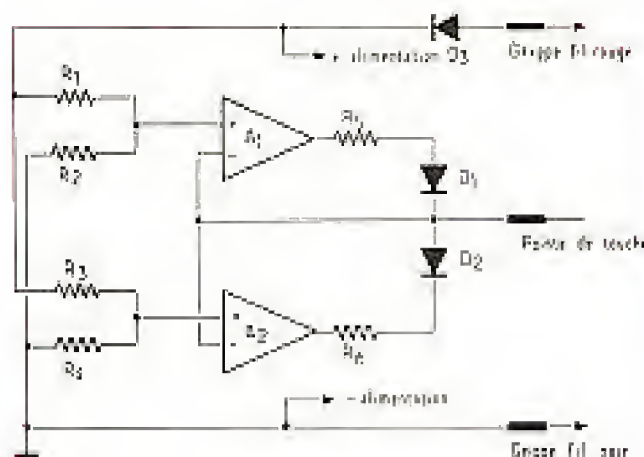
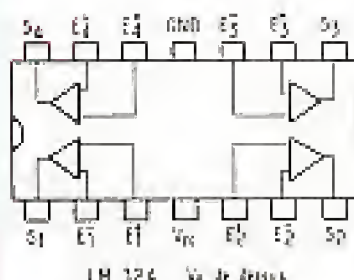


Fig. 2. - Schéma du « Trilogic » et brochage du LM 324.



X sur	LED	
	BAS	Haut
Sortie sortie haut	○	⊗
Sortie sortie bas	⊗	○
Sortie troisième état	○	○
Er. l'air	○	○

Fig. 3. - Table des états du « Trilogic ».

de cet état était possible, c'est pourquoi nous avons réalisé le « Trilogic », testeur de niveaux logiques à trois états.

Le schéma du montage est donné sur la figure 2. Nous voyons qu'il est essentiellement constitué d'un circuit intégré analogique, quadruple amplificateur opérationnel LM 324 dont nous n'utiliserons que la moitié. Le choix de ce CI est dû au fait qu'il ne nécessite qu'une seule tension d'alimentation et qu'il a de bonnes performances sous cinq volts. N'importe quel autre CI pourra faire l'affaire sous réserve de la condition ci-dessus.

Sur le schéma de la figure 2, nous voyons que le point noté X correspond à la fois à la pointe de touche du testeur et aux entrées inversées des deux ampli-OP. Les deux entrées non-inversées des mêmes amplificateurs voient leurs potentiels fixés par les réseaux diviseurs R1, R2 et R3, R4. Pour une alimentation de 5 V, ces potentiels sont de l'ordre de 2,5 V et 0,8 V. Nous remarquerons également que les amplificateurs ne comportant pas de contre-réaction de la sortie vers l'entrée, auront un très grand gain et se comporteront comme des comparateurs à seuil, ces derniers étant fixés par les potentiels des entrées non-inverseuses.

Lorsque l'entrée X est placée à un potentiel inférieur à 0,8 V la sortie de l'ampli-OP A2



Fig. 4. - L'étui avant les opérations de chirurgie...

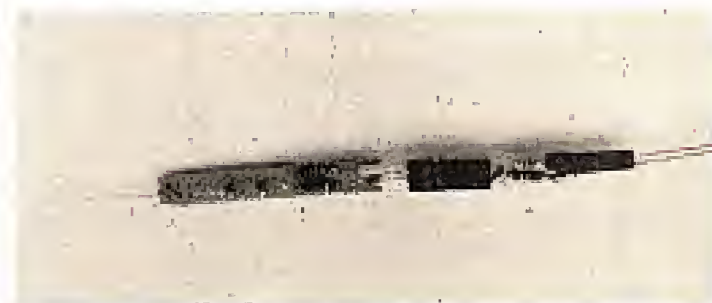


Fig. 5. - ...recevra le testeur, côté pile...

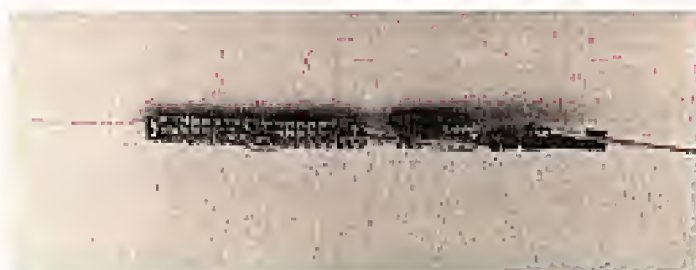


Fig. 6. - ...et côté face...



Fig. 7. - Détail du « wrapping » sur les pattes du C.I.

dont l'entrée non-inverseuse est placée à 0,8 V, est à environ 4 V. A fortiori, la sortie de A1, dont l'entrée non-inverseuse est, elle, à 2,5 V, sera également à environ 4 V. Dans ce cas, la diode LED D1 sera allumée et la diode D2 sera éteinte.

Lorsque l'entrée X est placée à un potentiel supérieur à 2,5 V, les sorties des deux amplis-OP seront environ à 0 V et seule la diode D2 sera allumée. En réalité, un niveau logique haut, pour une alimentation de 5 V, fournira une tension de l'ordre de 4 V.

Lorsque l'entrée X se trouvera à un potentiel compris entre les deux seuils, les diodes LED devront être éteintes.

Les seuils que nous avons choisis pourront évidemment

être modifiés par modification des valeurs des diviseurs à résistances commandant les entrées non-inverseuses. Le montage fonctionnera sans problème avec des tensions d'alimentation supérieures. La limite étant celle du LM324. En règle générale, nous prélèverons l'alimentation sur le circuit à tester.

Nous remarquerons également que les diodes LED de la figure 2 ont leur point commun - cathode-anode - relié à la pointe de touche X. Cette disposition est celle qui va nous permettre de réaliser la fonction « troisième-état ». En effet, pour qu'une des deux diodes LED soit allumée, il est indispensable que son courant de fonctionnement « aille vers » ou « vienne de » la bro-

che en contact avec la pointe de touche X. Si la broche en question est placée en troisième-état et qu'elle présente, par conséquent, une impédance très grande, le courant traversant les diodes LED sera quasiment nul et elles ne pourront pas s'allumer. Si le circuit n'est pas en troisième-état, le courant direct de la diode LED sera fourni ou absorbé par la sortie testée selon son état logique. C'est pourquoi nous avons utilisé des diodes électroluminescentes d'un type bien précis, référence MV55 chez Monsanto, qui se contentent d'un courant nominal de 1 milliampère au lieu de la quinzaine habituellement nécessaire. Avec l'inconvénient de ne pouvoir la trouver qu'émettant dans le rouge,

celà nous permettra de tester la quasi totalité des CI.

Le tableau de fonctionnement de la figure 3 résume les différents cas de figure et montre que l'ambiguïté pouvant se présenter entre « troisième-état » et « en l'air » n'est pas bien gênante.

Réalisation pratique

La réalisation pratique découle directement du boîtier ou de l'étui que nous adopterons. Pour notre part, nous avons logé notre « Trilogic » à l'intérieur du corps d'un stylo feutre usagé d'origine japonaise comme nous le montrons sur la photo de la figure 4.



Fig. 8. - ...enfin prêt à la mise en boîte...



Fig. 9. - ... avec précautions car la place est mesurée.

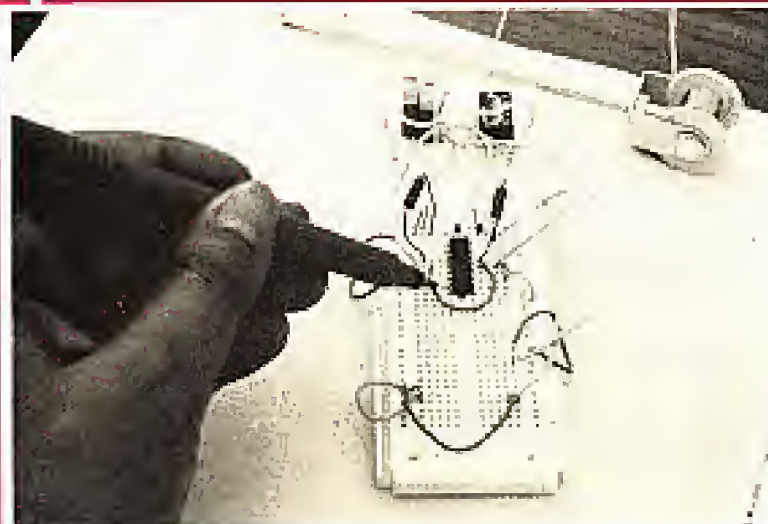


Fig. 10. - Test sur la maquette.

Deux trous ont été pratiqués pour led, deux diodes LED, lesquelles ont été disposées sur un morceau de Veroboard au pas de 2,54 mm. Le circuit intégré a été soudé directement par ses deux broches d'alimentation sur deux fils éamés de diamètre 1 mm, isolés par du soufisso téflon. Les connexions ont été le plus souvent réalisées par « wrap-ping » direct sur les queues des composants (diodes LED,

résistances après avoir pris la précaution d'équarrir les queues) ainsi que directement sur les pattes du CI, ce qui nous donne d'excellents contacts et un câblage particulièrement compact. Avant l'insertion à l'intérieur de l'étui, nous avons soigneusement vérifié les isoléments et avons replié les pattes du CI au maximum (cela rentre très juste). La diode D3 évitera les désagréments consécutifs à une erreur d'alimentation due à une inversion

des grip-fils qui terminent les fils d'alimentation. Les photographies des figures 5 à 9 illustrent les détails de la réalisation et la figure 10 montre l'utilisation du « Trilogic » sur le montage « maquette » qui nous a servi à effectuer la mise au point en connexion sans soudure.

Bernard DOUTREMEPUICH

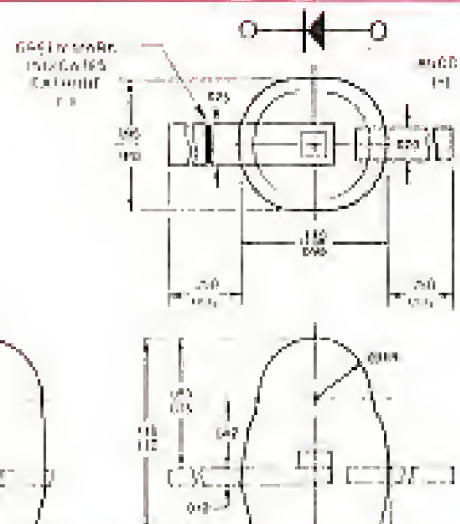


Fig. 11. - La diode MV 55 A (dimensions).

Nomenclature des composants

CI : LM 324
D1, D2 : MU 55 A (Monsanto)
D3 : 1 N 4148 (ou équivalent)
R1, R2 : 10 k Ω 1/8 W
R3 : 22 k Ω 1/8 W
R4 : 1,8 k Ω 1/8 W
R5, R6 : 330 Ω 1/8 W
2 X grippe-fil : 11 rouge, 1 noir
POMDA « Grabber » réf. 3925.

LE STETHOSCOPE DU RADIO-ELECTRICIEN



DETECTE LES PANNEES
SANS DEMONTAGES

MINITEST 1

Signal Sonore
vérification et contrôle des
circuits BF, MF, NF, Micros
Télécommunications - Haut parleur
pièce en

MINITEST 2 Signal Vidéo

appareil spécialement conçu pour le technicien TV

MINITEST UNIVERSEL

documentation sur demande à

slora

18, Avenue de Spitzheim
B.P. 91 57602 - FORBACH - CM - 85.00.56

Les fers du professionnel à la portée de l'amateur:

* MINI 25/50 A DIODE

PW = 25 et 50 W/220 volts. Commande par bouton-poussoir.
Panne "Longue Durée". Cordon 3 conducteurs.
Panne à la masse. Prix TTC: 82,30 F.

© L 40

PW = 40 W - 220 volts. Panne "Longue Durée".
Cordon 3 conducteurs. Panne à la masse.
Profil "repose-fer" du manche. Prix TTC: 66,10 F.

SA PHILIPS I.C.

Département Industries Années
16 boulevard Raspail, 75307 Paris. Tél. 260 37.42

PHILIPS



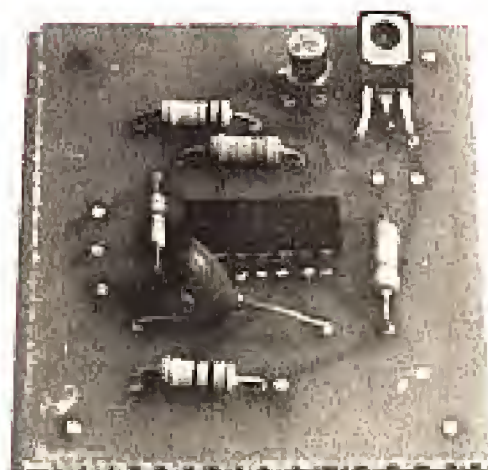
POUR VOTRE VOITURE

REALISEZ

UN

PLAFONNIER

ELECTRONIQUE



A l'ouverture d'une portière avant, la lumière s'allume dans presque toutes les voitures, et, s'éteint à la fermeture; c'est-à-dire que lorsqu'il fait nuit et froid ou qu'il pleut on est obligé de laisser la portière ouverte pour introduire la clé de contact dans la serrure.

Heureusement, l'électronique vient encore une fois à notre secours avec ce petit appareil qui permet d'allumer le plafonnier pendant une quinzaine de secondes à l'ouverture d'une porte, la lumière s'éteignant au moment où le contact est mis.

Schéma de principe (figure 1)

Le cœur du montage est un circuit intégré MOS comportant 4 portes NAND à 2 entrées.

Les 2 premières portes A et B sont montées en monostab.

est à un niveau « 1 » et la sortie 11 de D est donc à un niveau « 0 ». Les transistors T_1 et T_2 montés en darlington se trouvent donc bloqués et l'ampoule du plafonnier est éteinte.

Au moment de l'ouverture d'une portière équipée d'un contact, l'entrée 1 de A passe à « 0 », le monostable démarre et sa sortie 4 se trouve au niveau « 0 » pendant une quinzaine de secondes. La sortie 11 de D passe à « 1 » et sature les

transistors T_1 et T_2 , ce qui entraîne l'éclairage de l'ampoule du plafonnier. Au bout de la temporisation le plafonnier s'éteint.

Si, avant la fin de la temporisation le contact est mis, l'action de la temporisation est annulée et le plafonnier s'éteint. Il faut alors utiliser l'entrée « AUX » et lui brancher un interrupteur « plein feu » en retour de masse pour pouvoir allumer le plafonnier indépendamment du contact.

Réalisation pratique

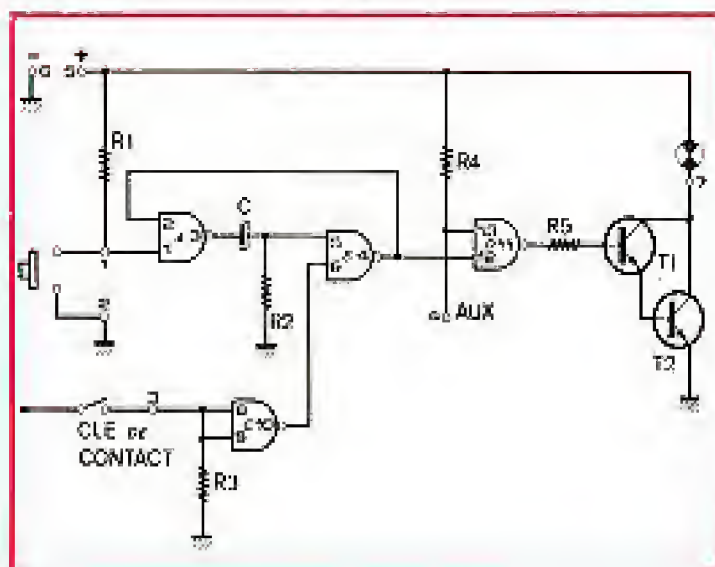
Le circuit imprimé (56 x 61) est réalisé en verre epoxy 16/10 (fig. 2). Les perçages se font avec un foret de 0,8 mm.

L'implantation des composants (fig. 3) est simple et ne doit poser aucun problème particulier. Attention au brochage du transistor T_2 . L'alimentation du montage doit être prise sur une ligne directe de 12 volts.

Mise au point et montage à bord du véhicule

La mise au point est inexistante le montage ne comportant aucun réglage et aucun composant critique.

Seule la durée de la temporisation peut être modifiée à l'appréciation de l'utilisateur en jouant sur les valeurs de R_2 ou C.



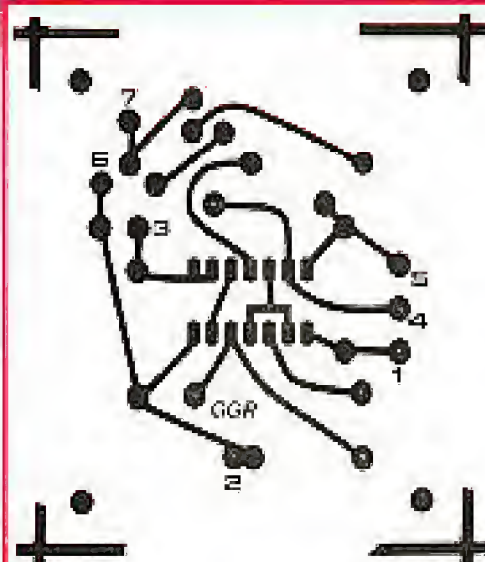


Fig. 2

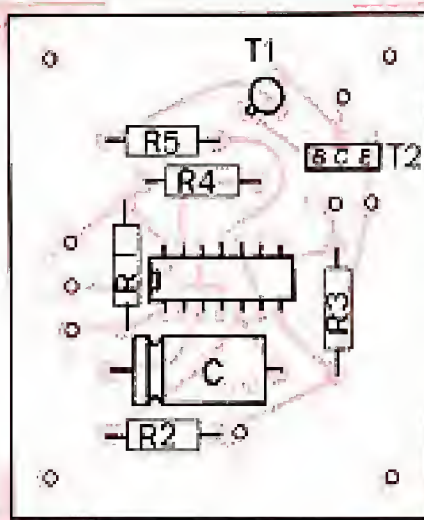


Fig. 3

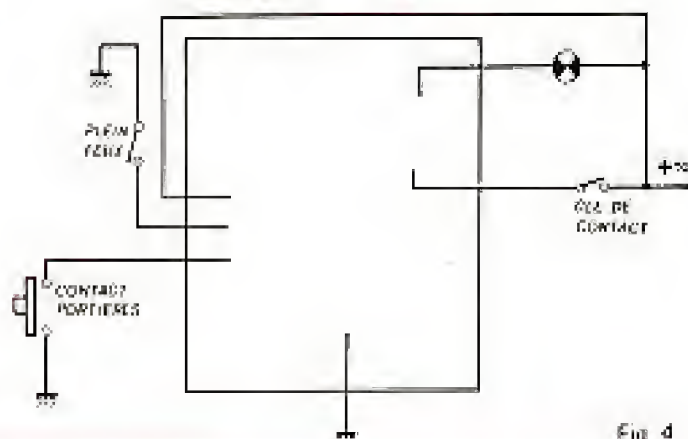


Fig. 4

La figure 4 montre les différentes interconnexions à effectuer.

Avant de faire le branchement il faut bien vérifier que l'on a séparé l'ampoule du plafonnier des différents interrupteurs. Chaque véhicule ayant son branchement particulier, il nous est impossible de donner une règle générale.

Gérard GROS

Liste des composants

$R_1 = R_3 = R_5 = 470 \text{ k}\Omega$

$R_2 = 1 \text{ M}\Omega$

$R_4 = 10 \text{ k}\Omega$

$C = 22 \mu\text{F} / 15 \text{ V}$

$T_1 = 2 \text{ N } 2222$

$T_2 = \text{BD } 135$

Circuit intégré CD 4011.

LES ELECTRONICIENS préfèrent le FER A SOUDER X 25...

FER A SOUDER DE PRECISION MINIATURE POUR CIRCUITS INTEGRES, MICROSOUDURES, PANNES LONGUE DUREE :
 $25 : 2,4 \times 3,2 - 4,7 \text{ mm}$
PANNES SPECIALES POUR DESSOUDAGE DE CIRCUITS INTEGRES
PUISSANCE : 25 W
TENSIONS A LA DEMANDE :
 120 - 220-240 V
EN VENTE CHEZ LES REVENDUEURS ET GROSSISTES

Le plus faible courant de fuser du X 25
 3 Amp d'a commutation, en cours de soudage,
 ne compromettre aucun des
 des MOS, MOSTET, etc.
 Ce fer est muni de 3 conducteurs
 dont un à la masse.



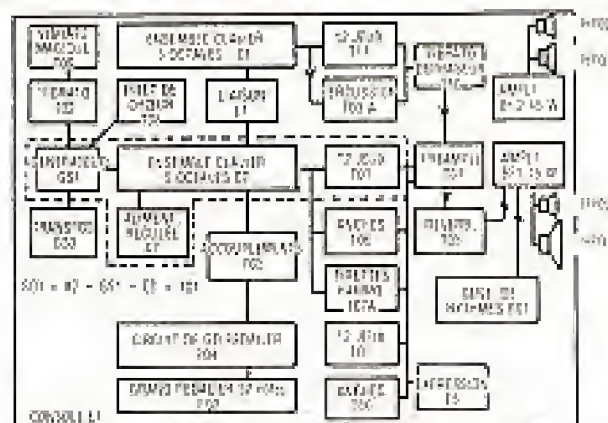
agents généraux pour la France
En. V. KLIATCHKO
 6bis, rue Auguste Villu
 75015 PARIS
 Tél : 577 04 46

demande de documentation
 nom et adresse

avec les ENSEMBLES MODULAIRES KITORGAN vous pouvez monter progressivement le plus complet des orgues électroniques



Beau, quelle sonorité, que aux procédés ARMEL.
Technique d'avant-garde toujours à la pointe du progrès : générateurs à synchronisme, oscillateurs, circuits intégrés MOS.
Economie importante par la réalisation en KITS, en vente directe, sans intermédiaire.
 Instruments utilisables aussi bien en classique qu'en variétés.



Constitution d'un grand-orgue à 2 claviers et grand pédalier.

Démonstration des orgues KITORGAN exclusivement à notre magasin
 50, rue de Paris, 95-HERBLAY - surSeine-Seine - Tél. 597.93.79

BON POUR UNE BROCHURE à adresser à :

SA ARMEL
BP 14 - 95220 HERBLAY

Veuillez indiquer votre nouvelle
 brochure « CONSTRUIRE UN ORGUE »
 Clavier à 5 et 6 touches

NOM :
 Profession :
 Adresse :
 Signature :

TESTEUR DE SEMI-CONDUCTEURS EN ET HORS CIRCUIT

CE dispositif, très simple, répond à un problème que nous nous sommes posés très souvent: le test - sans dessoudage - des transistors, diodes et triacs en circuit.

L'appareil est muni d'un socle, que l'auteur utilise pour le test hors circuit des semi-conducteurs. En l'absence de ce socle universel, sur lequel on peut fixer tous les boîtiers existant au monde - du 2N 3055 aux transistors miniatures U.H.F. - un boîtier Teko, muni de trois douilles, peut parfaitement servir à tester les semi-conducteurs au bout des fils.

Pose du problème

Il s'agit, comme l'indique la figure 1, d'appliquer un test complet pouvant indiquer, si le transistor ou thyristor a ses jonctions encore entières, s'il tient encore une certaine tension inverse, si le gain existe, etc. Sur l'exemple des figures 1a et 1b, nous illustrons un transistor qui pourrait être celui d'un étage final ou préfinal d'un amplificateur-trames de téléviseur. Il est généralement polarisé par une résistance R_B . Son émetteur pourrait être découplé par un groupe R_E, C_E et son collecteur, dans le pis des cas, être relié en continu, à la tension d'alimentation, directement. Cette tension d'alimentation s'obtient d'un pont de diodes de redressement - P.O. - dont le filtrage est, très souvent, à « caps en tête » - Cf.

Comment savoir si Tx, entouré de tout ce beau

monde, garde encore ses propriétés de catalogue ?

Chacun invente dans ce domaine. Rares sont les montages qui donnent un verdict à 100 % sûr. Par exemple, une résistance R_B , très faible, pourrait laisser croire que l'espace collecteur-émetteur de Tx est court-circuité car, en lui appliquant la moindre tension de test, il saturerait et sa tension U_{CE} avoisinerait les 0,3 - 0,4 V, de quoi imaginer un court-circuit avec un peu de résistance ohmique résiduelle en série. Or, si l'on enlève R_B , qui gêne la mesure, les opérations d'extraction de la pièce du circuit ne justifieraient plus l'existence de l'appareil. D'autre part, un court-circuit base-émetteur pourrait être dû au transistor, lui-même, ou à une panne du circuit avoisinant Tx. Un condensateur de couplage claqué, par exemple.

Divers auteurs et publications proposent des solutions, plus ou moins compliquées,

dans lesquelles on tend à injecter, dans la base du transistor ou dans la gachette du thyristor, un courant en sens contraire à celui qu'il reçoit du circuit, pour « éliminer » les influences du montage environnant: en cas de court-circuit franc, par exemple, entre la base-collecteur de Tx, le courant de compensation prohibitif pouvant signaler le mauvais fonctionnement. Certains autres montages utilisent un test en impulsions et une logique compliquée de décodage. Notre montage est très simple.

Principe

La nostalgie des premières leçons sur les transistors nous a poussé à utiliser, tout simplement, un montage de polarisation classique en émetteur commun des transistors et une compensation des effets environnants à Tx, par un circuit de mesure ultra-sensible.

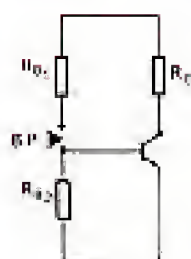


Fig. 1b

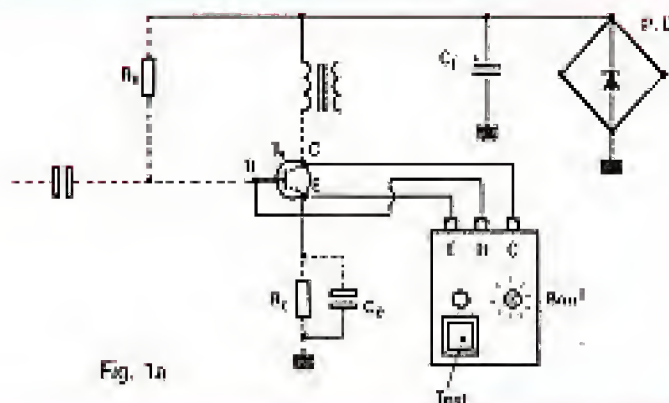


Fig. 1a

moins nocive des méthodes de mesure. Il y a, effectivement, certains appareils qui, à force de vouloir compenser le courant d'entrée de Tx dans son circuit, arrivent à exposer sa base, à des courants i_b , de l'ordre de la centaine de mA. Un transistor UHF meurt à plus de 2 mA de courant de base...

Tant que la chute initiale de tension n'est pas compensée, la diode LED reste allumée. La sortie de l'ampli-op est, d'ailleurs, bloquée au « + » de la tension d'alimentation mais, grâce à un circuit de limitation du courant de court-circuit, il n'y aura pas plus de 20 mA dans la LED et la tension directe de son gré.

Dès que l'on a atteint la compensation, la diode LED s'éteint. Une action sur la touche « test », doit produire la chute de tension supplémentaire, dans R_C , qui allumera de nouveau le voyant. Le transistor sera « BON » avec une probabilité écrasante. Toute autre réponse proviendrait d'un transistor ou thyristor défectueux.

Description et fonctionnement

Comme le montre la figure 3, qui représente le schéma d'ensemble du dispositif, au niveau du courant d'excitation de la base, il y a un

La figure 2 montre le test d'un transistor NPN. On part du principe que, quelle que soit la résistance R_{00} , du moment que l'on ajoute, par une résistance R_0 , ou R_{00} , un courant i_b , fut-il infime, un amplificateur de mesure A^0 , suffisamment sensible, voit apparaître un courant $i_c = \beta i_b$ et une chute supplémentaire de tension, sur la résistance de collecteur du dispositif de mesure R_C .

Si le transistor n'était pas en circuit mais sur un socle, un courant Δi_b connu, injecté sur la base, nous ferait même connaître le gain en courant du transistor par une mesure précise du courant Δi_c .

Pour tester l'existence du gain de Tx, il suffit de ne pas trop pousser la sensibilité du circuit de mesure. Il doit rester aveugle quand $\Delta i_c = \Delta i_b$ injecté. De cette manière, le gain unitaire ou les courts-circuits CB et BE concomitants

seront également éliminés. Le gain unitaire arrive lorsqu'un transistor de puissance n'est pas « complètement mort », mais que ses caractéristiques partent vers le haut. Un test à l'ohmmètre donne une idée fautive du transistor, dans ces cas précis, d'où remontage du mauvais transistor dans le circuit et fumée ou autres victimes, par la suite.

L'élimination des trop faibles chutes de tension n'exige nullement des circuits compliqués. Une simple diode LED suffit pour créer un seuil d'environ 1,5 V, à partir duquel elle s'allume et en dessous duquel elle reste obscure.

Le gain et la sensibilité du circuit de mesure se règlent par les résistances R et r, qui imposent un certain gain en tension de l'amplificateur opérationnel, et par la résistance R_C . Le choix de cette résistance est très critique. Le mon-

tage doit pouvoir tester toute sorte de transistors, puissants ou moins puissants, HF ou BF. Par bonheur, seule R_{00} , la résistance Base-Collecteur du montage dans lequel se trouve Tx, compte pour la mesure et l'on peut, ainsi, obtenir calmement R_C à une valeur optimale.

Le potentiomètre P sert à éliminer l'effet de R_{00} . Comment ? l'existence d'une résistance Base-Collecteur, dans le montage, fait circuler un courant, dans Tx, indépendamment de l'action du bouton de test qui introduit i_b . Ce courant initial produit une chute de tension dans R_C et le collecteur de Tx se trouve à un potentiel plus négatif que l'entrée « + », de l'amplificateur opérationnel. Grâce à P, on peut compenser, dans le circuit de mesure et non pas dans le montage du transistor soudé dans son circuit, l'effet du courant de base initial, ce qui est, de loin, la

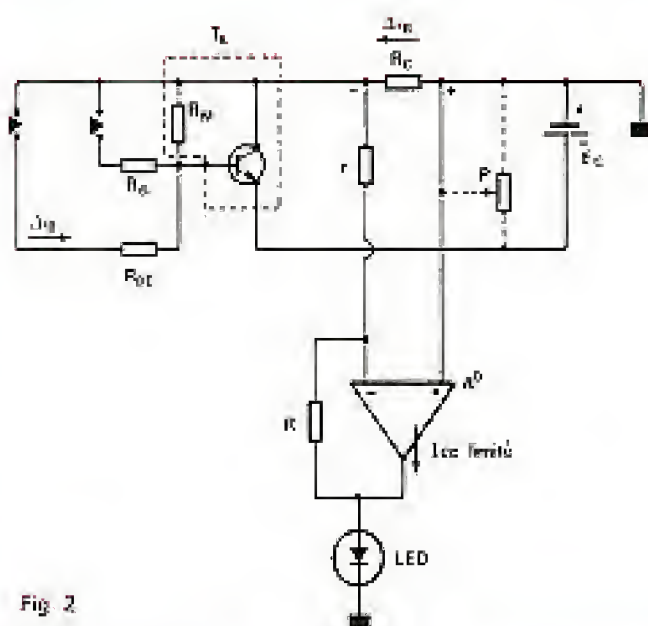


Fig. 2

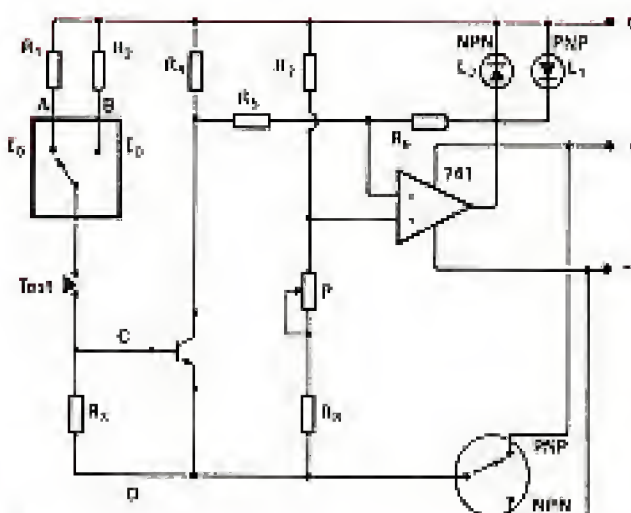
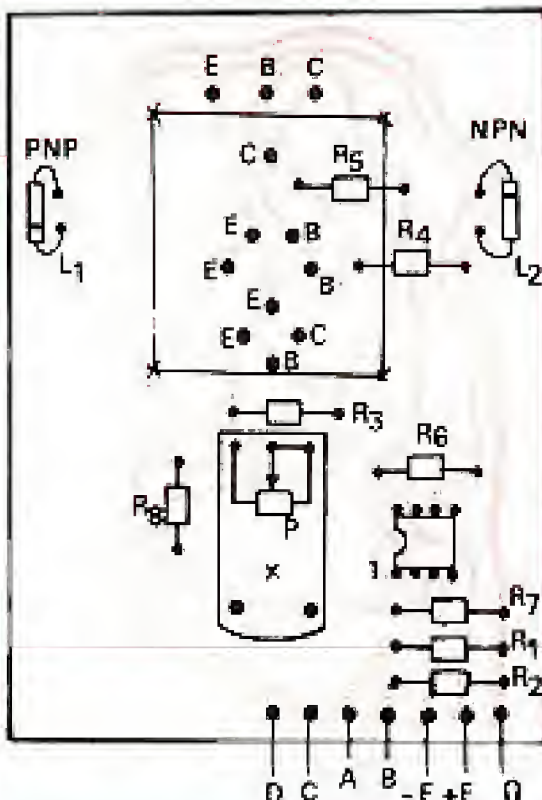
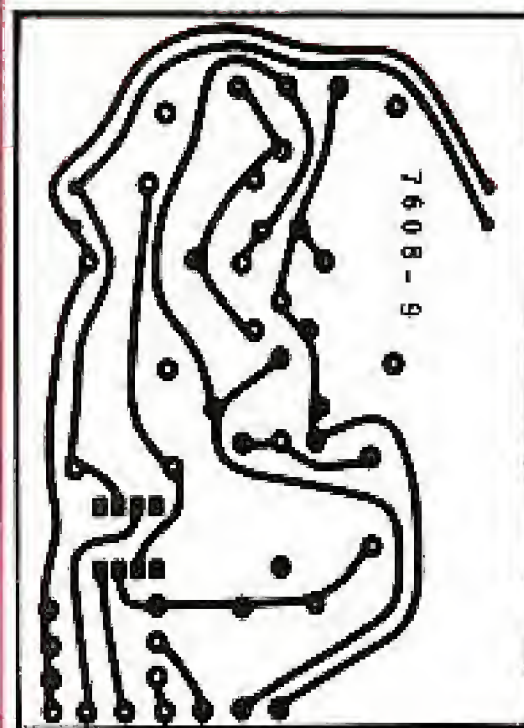


Fig. 3



commutateur permettant le choix entre un courant fort I_0 ou un courant faible i_0 . Ce même schéma illustre aussi les connexions nécessaires pour la mesure des transistors de différentes polarités. La charge de l'amplificateur est formée par deux diodes LED, L_1 et L_2 , où les cathodes des triacs ou thyristors à tester peuvent être commutées, soit au $+$ ou $-$ de l'alimentation, soit au $x + x$. Toute la mesure suit ces mouvements.

Les deux résistances d'excitation de base correspondant à un courant faible $-i_0$ - et à un courant fort $-I_0$ - servent à la mesure, soit des petits transistors - genre H.F., rotacteurs ou étages F.I., soit des gros transistors - genre 2 N 3055, dans les alimentations stabilisées ou les triacs ou thyristors. Avec ces dernières, les mesures sont grandement simplifiées par leur fonctionnement en tout ou rien. Les chances de dépiçage atteignent les 100 %.

Pour des transistors en bon état, le montage indique aussi leur polarité. Il suffit, en fonctionnement, d'essayer sur l'une ou l'autre des polarités et de trouver, par le bon comportement, la bonne polarité. La mesure dure une fraction de seconde.

Les transistors, hors circuit, n'ont pas besoin d'équilibrage car ils sont supposés être bloqués en absence d'excitation sur la base. Leur test est encore plus rapide.

Paradoxalement, le montage indique la bonne polarité, même quand on se trompe, a priori, de polarité !

Nous avons fait l'expérience suivante: avec le commutateur de polarité sur P.N.P. et un transistor N.P.N., 2 N 1713 hors circuit, nous avons vérifié qu'on le prenait effectivement pour un P.N.P.

Avec le potentiomètre P, nous avons compensé un courant de fuite qui était, évidemment, dû à la polarisation inverse du transistor. Les deux diodes éteintes, nous appuyons sur le bouton de test. Nous constatons que le voyant N.P.N. s'allume, nous indiquant la bonne polarité malgré le mauvais choix initial.

Ce phénomène, tenant au fait que l'électronique nous aime, est réciproque: un 2 N 2905, P.N.P., mal polarisé initialement, répond P.N.P. aux voyants...

Pour la mesure des diodes, on utilise, simplement, les bornes collecteurs-émetteurs. La diode à tester peut être en circuit ou hors circuit. Par le

changement du choix de la polarité P.N.P. - N.P.N., on constate, pour une bonne diode, l'extinction des deux voyants, d'un côté et l'allumage d'un seul, dans l'autre polarité.

Une diode court-circuitée produit l'allumage de l'une ou de l'autre des LED, dans les deux sens. Une diode volatilisée ne produit aucun allumage, d'aucune façon.

Réalisation

Nous avons porté, sur la figure 4, le dessin du circuit imprimé à réaliser; l'implantation des composants devant s'effectuer conformément au plan de la figure 5.

Pour l'alimentation de l'ensemble, nous avons choisi d'utiliser des piles, la consommation de l'appareil entier, voyants éteints, ne dépassant pas 3-4 mA. Deux petites piles de 9 V chacune conviennent parfaitement. Pour couper l'alimentation ne pas oublier d'utiliser un interrupteur bipolaire, coupant la voie du $+$ ou $-$ et celle du $x + x$.

Aucune mise au point particulière n'est à effectuer.

Bien placer les voyants LED, dans le bon sens, si l'on veut respecter les polarités des transistors. Attention au sens d'implantation de l'amplificateur opérationnel qui est du type 741.

Pour le socle universel, nous tenons à informer les lecteurs, qui se prépareraient à nous écrire, que nous l'avons en notre possession depuis plusieurs années et qu'une société alsacienne - ERPHI - pourrait, peut-être, le fabriquer encore.

Le boîtier est, lui aussi, unique en son genre et nous ne saurions lui donner une provenance. Essayez, au besoin, avec un simple boîtier Teko de la bonne dimension.

Conclusion

Cet appareil rend plus de services que prévu. Il nous donne une idée du gain des transistors, par la position du potentiomètre de compensation.

Il nous fournit la bonne polarité des transistors d'une façon si mystérieuse que, auprès de lui, le Triangle des Bermudes ou le problème des O.V.N.I. passent pour contes pour enfants.

Une alimentation de calculatrice, à la place des piles, rendrait l'ensemble encore plus petit et plus maniable.

Liste de composants

- R_1 : 100 Ω
- R_2, R_7 : 3,3 k Ω
- R_3 : 1,5 k Ω
- R_4 : 820 Ω
- R_5 : 5,6 k Ω
- R_6 : 39 k Ω
- R_8 : 1 k Ω
- P: 1 M Ω linéaire
- L_1, L_2 : 2 LED rouges
- Ampli Op: 741 (MC 741; SN 72741; μA 741; LM 741...)
- Un interrupteur bipolaire de Marche/Arrêt.
- Un interrupteur unipolaire courant fort/courant faible.
- Un bouton poussoir.

NOTRE COURRIER TECHNIQUE

par R.-A. RAFFIN

RR - 02.33 : M. Jacques GOUVERT, 69 Rillieux, possède un radiorécepteur comportant la gamme PO et toutes les gammes DC. Notre correspondant nous demande comment prévoir la gamme GO sur cet appareil, quitte à sacrifier la gamme PO.

Théoriquement, l'adjonction de la gamme « grandes ondes » sur votre récepteur à transistors ne présente aucune difficulté... puisque vous êtes disposé à sacrifier la gamme « petites ondes ». Il suffit de remplacer les bobines accord et oscillateur PO par des bobines accord et oscillateur GO.

Pratiquement, le problème est beaucoup plus difficile à résoudre ! En effet, pour la gamme GO, le nombre de tours des bobinages est très important et l'on ne peut faire autrement que de les fabriquer en enroulements nids d'abeilles, mode d'enroulement pour lequel une machine spéciale est nécessaire. Nous supposons que vous ne disposez pas d'une telle machine à bobiner, et comme d'autre part de tels enroulements GO accord et oscillateur ne se trouvent pas sous forme de pièces détachées dans le commerce, nous ne voyons donc aucune solution pratique heureuse à votre projet... A moins de récupérer de tels bobinages sur un autre récepteur pour les monter sur celui-ci !

RR - 02.35-F : M. José FRESIA, 91 Orsay, nous

demande des renseignements complémentaires au sujet du thermomètre électronique décrit dans notre numéro 1478, page 289.

1) Le schéma de la figure 1, page 289, est exact. En fait, il n'y a aucune importance que la résistance R4 de 150 Ω soit avant ou après le potentiomètre P3 sur la ligne + 9 V.

2) La résistance interne d'un galvanomètre est bien souvent inscrite sur l'appareil lui-même (sur le cadran, ou à l'arrière du boîtier). Dans la négative, il suffit tout simplement de la mesurer avec un ohmmètre précis.

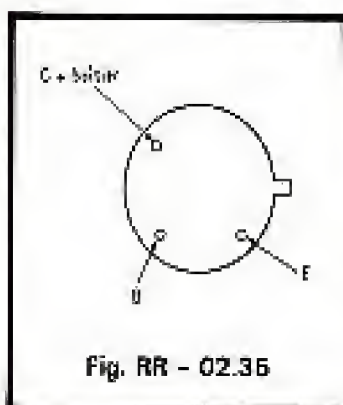


Fig. RR - 02.35

3) Brochage du transistor BCY 59 A : voir figure RR-02.35.

RR - 02.36 : M. Guy MENOUD, 33 Langon :

1) Possédant un radiorécepteur fonctionnant sur piles sous 9 V, mais avec une prise intermédiaire à 4,5 V, comment faire pour utiliser une alimentation secteur 9 V sans prise intermédiaire ?

2) Quelle différence y a-t-il entre un écrêteur de parasites et un « noise blanker » ?

1) Il n'est évidemment pas possible d'alimenter un récepteur nécessitant une tension de 9 V avec une prise médiane à l'aide d'une alimentation secteur de 9 V qui ne comporte pas cette sortie intermédiaire.

Cependant, il est peut-être possible de transformer l'alimentation à votre disposition pour l'utilisation envisagée, c'est-à-dire lui ajouter une sortie médiane à 4,5 V. Mais pour que nous puissions en juger et le cas échéant vous indiquer les modifications à apporter, il importe tout d'abord de nous communiquer le schéma de cette alimentation.

2) Un écrêteur de parasites est un dispositif qui, comme son nom l'indique, écrête ou limite les parasites à un certain niveau, généralement au niveau moyen de la modulation.

Un « noise blanker » est un dispositif qui supprime totalement toute reproduction ou transmission des signaux dans le récepteur pendant la durée des impulsions parasites. Ces durées étant de l'ordre de quelques centièmes de seconde, les coupures passent pratiquement inaperçues à l'oreille. Par son principe, le second dispositif est beaucoup plus efficace que le premier, mais il est aussi beaucoup plus complexe.

RR - 02.37 : M. Pierre-Jean VILLENEUVE, 78 Sartrouville, nous demande :

1) les caractéristiques du transistor 147 T 1, et le cas échéant, ses correspondances actuelles ;

2) conseil pour la réalisation d'un atténuateur pour un oscilloscope ;

3) des précisions concernant notre article sur les filtres actifs à deux voies publié à la page 163 du numéro 1469.

1) Caractéristiques maximales du transistor 147 T 1 : PNP germanium ; $P_c = 30$ W ; $I_c = 10$ A ; $V_{cb} = 60$ V ; $V_{ce} = 32$ V ; $h_{fe} = 35$ à 80 pour $I_c = 6$ A.

Correspondances : ASZ 16, AUY 21 IV, AUY 28.

2) Il est sans doute possible de réaliser l'atténuateur auquel vous faites allusion pour votre oscilloscope. Mais pour que nous puissions en juger, et le cas échéant vous indiquer les adjonctions à apporter, il faut nous communiquer le schéma de cet appareil, ou tout au moins le schéma de la partie concernée (entrée de l'amplificateur vertical).

3) La méthode de détermination des éléments des filtres passe-haut et passe-bas est valable quelle que soit la valeur de la fréquence-charnière choisie.

Par contre, si vous désirez intercaler une voie médium, c'est un filtre passe-bande qu'il convient de calculer et de réaliser.

RR - 02.38 : M. René CHAMBAULT, 38 Saint-Jamier, nous demande une précision

concernant les allumeurs électroniques pour automobiles.

Dans le cas d'un véhicule comportant deux allumages et deux rupteurs, il faut évidemment monter deux allumeurs électroniques distincts.

RR - 02.39 : M. Pierre MICHELON, 59 Saclin.

1) On ne peut pas adapter un indicateur d'accord sur un récepteur VHF du type super-réaction; cela ne peut se faire que sur un récepteur à changement de fréquence et à détection par diode.

2) Qu'appellez-vous filtre à une voie pour enceinte acoustique? A partir du moment où il y a un filtre, il y a au moins deux voies. Quant à la détermination d'un tel filtre, cela dépend des fréquences-charnières pour le fonctionnement souhaité du haut-parleur principal d'une part, et de son tweeter d'autre part, et bien entendu de l'impédance de sortie de l'amplificateur.

3) Nous supposons que votre secteur électrique d'alimentation est de 220 V; dans ce cas, les intensités consommées seront les suivantes: 3 spots de 100 W = 300 W; intensité correspondante = 1,36 A.

2 spots de 60 W = 120 W; intensité correspondante = 0,54 A.

Vous pouvez donc utiliser des fusibles calibrés respectivement à 1,5 A et à 0,8 A.

RR - 02.40-F : M. Paul HOMMEL, 51 Epornay, désire connaître les caractéristiques et le brochage du tube 7199.

Le tube triode-pentode 7199 est fabriqué par R.C.A. et Sylvania; c'est un tube spécial BF qui n'a aucun correspondant en fabrication française ou européenne (ou sous une autre forme d'immatriculation).

Ses caractéristiques sont les suivantes:

Chauffage = 6,3 V 0,45 A.
Triode: $V_a = 215$ V; $V_g = -0,5$ V; $I_a = 9$ mA; S

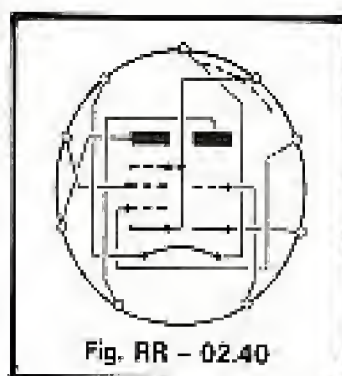


Fig. RR - 02.40

= 2,1 mA/V; $k = 17$; $r = 8,1$ k Ω ; $W_a = 2,4$ W.

Pentode: $V_a = 220$ V; $V_{g2} = 130$ V; $I_a = 12,5$ mA; $I_{g2} = 3,5$ mA; $S = 7$ mA/V; $r = 400$ k Ω ; $R_k = 62$ Ω ; $W_a = 3$ W.

Brochage: voir figure RR-02.40.

RR - 03.01 : A la suite de la réponse référence RR-11.24 publiée dans notre numéro 1629, M. Henri PLAMMIA, 57190 Florange, nous fait savoir qu'il a remplacé, sur un auto-radio, les deux transistors de sortie Tekade 100B/40B par deux transistors du type AD 162, sans changement d'aucune autre valeur sur l'appareil.

Nous remercions notre correspondant pour cette information.

RR - 03.02 : M. Rudy HABRAÏT, Saint-Sauveur (adresse incomplète).

1) Nous ne sommes pas en relation avec les stations «pirates» de radio en Italie. Nous ne pouvons donc pas vous en communiquer les adresses.

2) Pour le matériel professionnel qui vous intéresse, voici l'adresse de la firme Thomson:

Thomson C.S.F., 173, boulevard Haussmann B.P. 70008, 75360 Paris Cedex 08.

RR - 03.03 : Suite à la réponse RR-11.01 publiée à la page 263 du numéro 1628, M. BARTHOLOME, 33, Bordeaux, nous

signale, afin que tous nos lecteurs puissent en profiter, que la Société FACIM, 19, rue de Hegenheim, 68300 St-Louis exécute tous circuits imprimés, à l'unité, pour un prix honnête, et d'une bonne fabrication.

Nous remercions notre correspondant pour son aimable communication.

RR - 03.04 : M. Henri CORDIER, 16 Angoulême, désire connaître les équivalences de différents transistors.

965 T 1: AC 126, AC 151 VII, AC 122, 2N 1192, 2N 2613.

988 T 1: AC 132, AC 152, AC 193, 2N 1008, 2N 1924.

36 T 1 et 37 T 1: AF 127, AF 133, AF 137, AF 172, AF 197, 2N 3325.

2 SA 46B: comme ci-dessus.

2 SB 136: comme pour 988 T 1.

2 SB 135: ASY 70 V, AC 131, AC 126, AC 184.

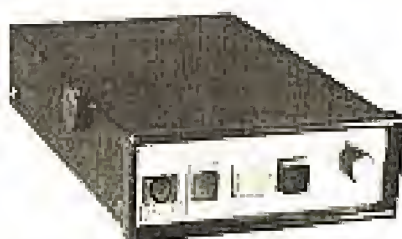
RR - 03.05 : M. Marcel BERTHELIN, 33 Blanquefort, possède un générateur HF et un téléviseur de la marque Ribat-Desjardins et désire connaître l'adresse de ces établissements.

Ces établissements ont été repris par la Compagnie Continentale Edison, 74, rue du Surmelin, 75980 Paris Cedex 20, que vous pourriez éventuellement contacter.

RR - 03.06 : M. Jean MICHEL, 77 Mornant, sollicite divers renseignements concernant des circuits intégrés pour horloge digitale.

1) Nous aurions sans doute pu vous indiquer quelques références d'afficheurs à 6 chiffres, mais il aurait fallu nous donner davantage de précision: dimensions et genre (tubes nixies, ou diodes lumineuses 7 segments, ou cristaux liquides). Il convient de noter que l'on préfère souvent utiliser 6 digits afficheurs distincts (plutôt qu'un display

APPELS SELECTIFS R.C.S.



ADAPTABLES A TOUS RADIOTÉLÉPHONES HF & VHF

- Codage double tons alternés, circuit LC.
- Mise en veille par blocage du circuit squelch.
- Mémoire d'appel sur voyant lumineux.
- Télécommande d'alarme (klaxon) 12 V 500 mA.
- Chaque appareil peut être codé en 36 combinaisons différentes par simple déplacement d'un strap.
- 15 groupes de codes permettant 540 codages différents.
- Dimensions: 12 x 3,5 x 16 cm.
- Livré avec cordon et fiche DIN 6 broches.

AS 1 monodirection.

AS 5, 6 directions ou 15 directions en intercom totale.

AS 15, 18 directions ou 15 directions en intercom totale.

AS 15 R comme ci-dessus avec platine décodage relais.

HOMOLOGATION P & T N° 1117

R. C. S.

Rue Jean-Marmoz, Pas des Lanciers,
13700 MARIGNANÉ
Tél. (42) 892416 - Téléc 420 425 F-33

Demande de documentation :

Nom

Adresse

compact pour des raisons de prix de revient et de remplacement à l'unité en cas de défaut ou d'épuisement ultérieur.

2) Nous avons déjà publié les brochages et les schémas d'utilisation des circuits intégrés pour horloge digitale dont vous nous entretenez. C'est ainsi que pour le MM 5314 et le MM 5316, nous vous prions de bien vouloir vous reporter au numéro 1525 d'Electronique Pratique, respectivement aux pages B5 et B1. Concernant le circuit intégré TMS 3874, veuillez consulter notre numéro 1570 (Haut-Parleur, page 222).

3) Nous nous permettons d'attirer votre attention sur le fait que les revues indiquées publient les montages d'horloges accompagnant et utilisant les circuits intégrés cités: il est donc parfaitement inutile de chercher à innover dans ce domaine.

RR - 03.07 : M. Claude MILLOT, 63 Royat, nous demande la signification de la lettre H intercalée dans l'immatriculation de certains circuits intégrés des familles SN.

La lettre H intercalée dans l'immatriculation de certains circuits intégrés SN signifie qu'il s'agit d'un circuit rapide, c'est-à-dire monté à une fréquence supérieure à celle du circuit intégré correspondant en immatriculation normale.

RR - 03.08 : M. Christian GAY, 78 Versailles, nous demande comment adapter l'impédance d'une enceinte acoustique à l'aide de résistances.

Il est absolument hors de question de chercher à réduire à 4Ω l'impédance d'une enceinte de 15Ω par connexion d'une résistance en parallèle. Les trois quarts de la puissance BF utile délivrée par l'amplificateur seraient perdus en chaleur dans la résistance, et un quart seulement serait utilisé par le haut-parleur de 4Ω .

RR - 03.09 : M. René COLOMB, 80 Bethencourt-sur-Mer, nous demande quelles sont les connexions et liaisons à réaliser pour procéder à l'enregistrement du son de la télévision sur un magnétophone.

Voilà encore une question qui revient très souvent parmi le courrier de nos lecteurs.

Pour l'extraction des signaux BF sur un téléviseur, il faut effectuer une dérivation par l'intermédiaire d'un condensateur de l'ordre de $0,47 \mu F$ au niveau de la détection « son » ou au sommet du potentiomètre de volume sonore. L'autre extrémité de ce condensateur aboutit à l'entrée du magnétophone par l'intermédiaire d'un câble blindé, blindage relié à la masse. D'autre part, la masse du magnétophone doit être reliée à la masse du téléviseur.

Nous ne pouvons malheureusement pas être plus précis: il nous faudrait avoir le schéma de votre téléviseur pour que nous puissions vous y représenter l'adjonction indiquée.

Attention ! Etant donné que la plupart des téléviseurs actuels ne comportent pas de transformateur d'alimentation les isolant du secteur, il est absolument impératif d'alimenter le téléviseur par l'intermédiaire d'un transformateur dit d'isolement 220 V/220 V.

RR - 03.10 : M. Michel CLAUZEL, 45 Orléans, désire connaître l'équivalence de certains transistors japonais.

1) Correspondances des transistors japonais suivants :

2 SC 693 et 2 SC 1000 : BC 167 B, BC 109, BC 169, BC 239, BC 173, BC 184, BC 209.

2 SC 536 : BF 184, BF 194, BF 254, BF 238, BF 395, BF 240, BF 288.

2 SC 732 : BC 413 B, BC 384.

2 SD 315 : 2N 3054, BUY 46.

2) La lettre B suivant la valeur ohmique d'un potentiomètre indique qu'il s'agit d'un potentiomètre à loi logarithmique de variation: la lettre A

indique qu'il s'agit d'un potentiomètre à loi linéaire de variation.

RR - 03.11 : M. Daniel SARTORI, 07 Bourg-St-Andéol, nous demande conseil au sujet d'un récepteur OC « Hammarlund » type SP 600.

Pour pouvoir vous répondre objectivement, il faudrait que nous sachions quel genre d'écoute vous souhaitez faire avec votre SP 600. S'il ne s'agit que d'écouter les émetteurs de radiodiffusion « ondes courtes », votre récepteur est encore très valable. Par contre, s'il s'agit d'écouter les radiomateurs, cet appareil est maintenant dépassé: en effet, les radiomateurs ne fonctionnent plus en AM, mais en SSB (ou B.L.U.), type de transmission que le SP 600 ne peut pas détecter (ou très mal). Ou alors, il faudrait l'équiper d'un détecteur de produit et d'un BFO à quartz (voir notre article sur le numéro 1499, page 347).

RR - 03.12 : M. Léon MARECAUX, 84 Entraigues, nous demande conseil pour la connexion de différents haut-parleurs destinés à l'équipement d'enceintes acoustiques.

Dans le premier cas, pour une sortie sur 8Ω de l'amplificateur, les deux woofers doivent présenter une impédance de 16Ω s'ils sont connectés en parallèle, et une impédance de 4Ω s'ils sont connectés en série. Le tweeter relié à la ligne par l'intermédiaire d'une capacité doit présenter une impédance de 8Ω .

Dans le second cas envisagé, l'impédance du woofer doit être de 8Ω . Quant aux tweeters reliés à la ligne par l'intermédiaire d'un condensateur, ils devront présenter une impédance de 16Ω s'ils sont connectés en parallèle, ou une impédance de 4Ω s'ils sont connectés en série.

Dans les deux cas, le condensateur de liaison pour le ou les tweeters aura une capacité de 16Ω pour l'impédance de 8Ω considéré.

Boîtes de Circuit Connexion n-DeC

sans soude

Pas : 2,54 mm, 5,08 mm, 7,62 mm

Pour : Bureaux d'Etudes

Amateurs

Travaux Pratiques

Agréé et Sélectionné par

Le Ministère de l'EDUCATION

n° 018.20.110 du C.N.D.P.

Boîtier en Nylon Silicium

Contact en Nickel 725



Capacité 0,6 pF, Isolation 10 M

Pour : Composants discrets et Circuits Intégrés DIL et TO

PRIX : n-DeC 840 contacts 185 F TTC, en KIT 154 F TTC (pas 2,54 mm)

: n-DeC 360 contacts 119 F TTC, en KIT 106 F TTC (pas 5,08 mm)

: n-DeC 210 contacts 78 F TTC (pas 7,62 mm)

Chez votre revendeur habituel

Documentation et vente directe

SIEBER SCIENTIFIC SA

26, rue Violet 75015 PARIS. Tél : 576.03.87

ou, Usine de Peumarat 07190 Saint Sauveur de Montagut.

Lors de la connexion des haut-parleurs en parallèle ou en série, il importe de respecter la mise en phase. En connexion parallèle, les deux cosses repérées (+) sont reliées ensemble et les deux cosses repérées (-) sont d'autre part reliées ensemble également.

Dans le cas du groupement en série, le repère 1-4 du premier haut-parleur se relie au repère (+) du second.

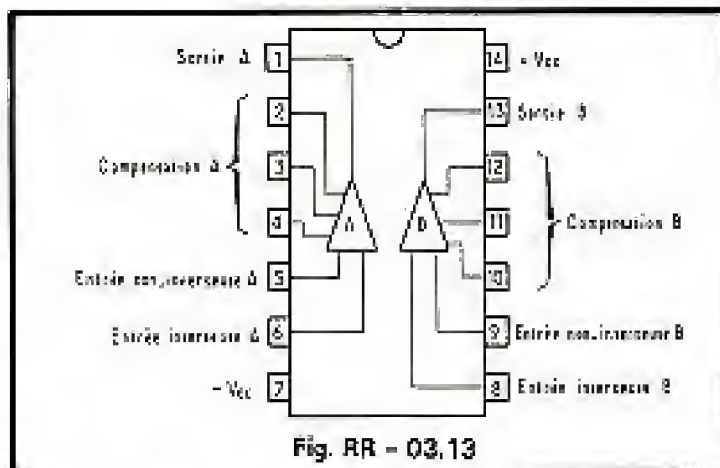


Fig. RR - 03.13

RR - 03,13-F : M. Bruno SIEBERT, 93 Neuilly-Plaisance, nous demande :

1| Les caractéristiques et le brochage du circuit intégré TDA 231

2) Des renseignements au sujet d'une alimentation reliée à un récepteur de radio.

11 Le circuit intégré TBA 231 est un double amplificateur opérationnel. Tension d'alimentation : ± 15 V ± 18 V max ; intensité : 9 à 14 mA ; puissance dissipée totale : 500 mW ; tension dif-

férentielle d'entrée: ± 5 V
max; gain en tension de 5 500
à 20 000 (80 dB en boucle
ouverte). Avec circuit RC
externe de compensation, gain
en tension de 20 dB uniforme
jusqu'à 600 kHz. Impédance
de sortie: 5 k Ω .

Brochage: voir figure RR-03.13

Les applications pratiques de ce circuit intégré sont celles de tout amplificateur opérationnel du type à grand gain et à faible bruit; mais ici, dans le même boîtier, on dispose de deux amplificateurs distincts.

2) Votre alimentation ne semble pas être en cause, du moins directement, en ce qui concerne le ronflement observé sur le récepteur de radio (puisque vous nous dites avoir remplacé les condensateurs de filtrage de cette alimentation). Il y a peut-être quelque chose à faire sur le récepteur, mais pour que nous puissions en juger, il faudrait nous communiquer son schéma. De toute façon, sur l'alimentation elle-même, vous pourriez commencer par tenter l'essai suivant :

Sur chaque fil du secteur à l'arrivée vers l'alimentation, vous soudez un condensateur de 0,1 μ F / 1500 V. Les deux extrémités libres de ces condensateurs sont reliées ensemble, ainsi qu'à la masse de l'alimentation et à la masse du récepteur, cette masse générale pouvant elle-même à son tour être reliée à une prise de terre.

RR - 03.14 : M. Patrick COLLET, 74 St-Gervais, nous demande le schéma d'un variateur de vitesse simple destiné à un moteur à induction, courant alternatif monophasé 220 V.

Les classiques variateurs de vitesse pour moteurs dits « universels » (variables de conception très simple et dont de nombreux schémas ont déjà été donnés dans cette revue) ne conviennent pas — ou vraiment très mal — pour les moteurs à induction.

Un montage de variateur pour moteur à induction, courant alternatif monophasé, a été publié dans notre

numéro 1521, page 318. Mais comme vous pouvez en juger, il ne s'agit pas là d'un montage très simple...

RR - 03.15: M. Gérard AURICK, 13 Aix-en-Provence, désire connaître les fréquences des stations côtières de la Côte méditerranéenne.

Voici les renseignements
qu'il nous a été possible de
trouver :

Marseille :	1 939 kHz
Grasse :	2 649 kHz
Grasse (Yachts) :	1 988 kHz
Alger :	1 792 kHz
Traffic entre navires :	

3 512 kHz
Saint-Lys - Radio : 4 390,
4 422, 8 767, 8 799, 13 154,
13 182 kHz

RR - 03.16 : M. Pierre CHABOT, 78 Fontenay-La-Fleury, désire connaître la correspondance de différents transistors japonais.

2 SA 561: BC 307, BC 257
BC 251, BC 204, BC 212.
2 SC 733: BC 167, BC 107
BC 237, BC 171, BC 183, BC
347, BC 207.
2 SC 734: BC 110, BC 167 B
BC 174, BC 182, BC 236, BC
285.
2 SC 789: BD 439, BD 189
BD 243 A.

RR - 03.17: M. Albert KOHLER, 33 Saint-Macaire, nous demande divers renseignements concernant l'utilisation de haut-parleurs dans des enceintes acoustiques.

1) Le haut-parleur de 24 cm de diamètre, d'impédance $2,5 \Omega$ et de 15 W peut être associé avec un tweeter de 8 cm de diamètre, d'impédance également de $2,5 \Omega$ et pouvant supporter au moins une puissance de 15 W. Ce tweeter sera alimenté à partir du haut-parleur principal en intercalant un condensateur de 50 μF .

2) D'autre part, le haut-parleur de 24 cm de diamètre d'impédance 4Ω et de 15 W

La soudure à l'argent "LMP" MULTICORE
en fil, avec flux incorporé, à 5 canaux :

Alliage : Etain - Plomb - Argent (62/36/2)

Basse température de fusion 179 °C



Spécialement étudiée pour les soudures des surfaces argentées et dorées pour éviter la dispersion de l'argent ou de l'or dans la soudure.

La teneur de 2 % d'argent réduit la résistance de contact et augmente la résistance mécanique.

Autres alliages fabriqués par MULTICORE

60/40 - HMP - Alusol soudure à l'aluminium - Crèmes à souder - Flux organiques - Diluants et solvants pour circuits imprimés.

MULTICORE FRANCE COMINDUS
8, r. Milton - 75009 Paris - Tel. 280.17.73 +

Demande de documentation Multicore France

Nom :

Adresse :

A titre d'information, nous vous signalons que les disques de mesure CBS, séries professionnelles, sont maintenant distribués par CONTINOUS.

doit être associé à un tweeter de 8 cm de diamètre, d'une impédance de 4 à 5 Ω également et pouvant supporter une puissance d'au moins 15 W. Ce tweeter sera alimenté à partir du haut-parleur principal en intercalant un condensateur de 32 μ F.

3) S'il s'agit d'un amplificateur stéréophonique, il ne faut pas concevoir deux enceintes présentant des impédances différentes : les deux enceintes doivent offrir la même impédance en accord avec les impédances de sortie de l'amplificateur.

4) Concernant le haut-parleur de 21 cm de diamètre, d'impédance 4 Ω et d'une puissance de 50 W, il faut aussi un tweeter de 4 à 5 Ω alimenté par un condensateur de 32 μ F, mais un tweeter susceptible de supporter la puissance maximale de 50 W.

5) L'adaptation des impédances d'un haut-parleur à l'aide de résistances est une utopie : cela équivaut à un gaspillage considérable d'énergie BF.

6) Un haut-parleur à suspension extra-souple de sa membrane ne peut se monter que dans une enceinte close (et non dans une enceinte bass-reflex). De même, un haut-parleur avec membrane à suspension normale doit se monter dans une enceinte bass-reflex, et non dans une enceinte close.

7) Pour grouper plusieurs haut-parleurs dans une enceinte acoustique, il faut qu'ils présentent sous la même impédance, qu'ils soient reliés entre eux par un filtre de voies calculé pour l'impédance en question et pour les bandes de fréquences correspondantes, et enfin que cette impédance corresponde à l'impédance de sortie de l'amplificateur.

8) Pour la détermination des dimensions d'une enceinte, c'est le diamètre du plus grand haut-parleur dont il faut tenir compte.

1) Si les grésillements ont lieu lorsque la cellule lectrice est en contact avec les disques, il peut s'agir de charges électrostatiques sur la vinylo de ces disques (ou de poussières). Par ailleurs, il peut aussi s'agir de crachotements dus à des blindages dans les fils de liaison qui vont aux tourne-disques, blindages qui se frottent entre eux ou qui frottent sur la masse : ou bien il faut les isoler, ou bien il faut améliorer leur mise à la masse. Vous pouvez également essayer une prise de terre sur l'amplificateur.

Bien entendu, cela peut provenir également d'un défaut de l'amplificateur lui-même : débranchez toutes les connexions aboutissant aux entrées pour le savoir.

2) Sur un amplificateur de 2 x 15 W, il faut utiliser des enceintes comportant des haut-parleurs d'au moins 15 W ou davantage (sinon ils pourraient être détruits). Exemple : si vous utilisez des haut-parleurs de 30 W, vous ne risquez pas de les détruire puisque l'amplificateur ne délivre que 15 W ; mais vous n'aurez évidemment toujours qu'une audition de 15 W (et non pas de 30). La puissance sonore est celle délivrée par l'amplificateur ; ce n'est pas la puissance admissible des haut-parleurs.

3) La puissance maximale admissible du haut-parleur Audax type T 16/24 PA 12 est, d'après le catalogue de ces établissements, de 5 W.

4) Un préamplificateur est utile à l'avant d'un amplificateur BF lorsque le gain n'est pas suffisant ; en effet, il ne faut surtout pas confondre gain et puissance. Nous pensons que votre amplificateur a été conçu avec une entrée pick-up du genre de celui que vous employez ; il n'y a donc vraisemblablement pas lieu d'ajouter un préamplificateur. D'ailleurs, il y a de fortes chances pour que ce préamplificateur-correcteur existe déjà et soit incorporé à ce que vous appelez finalement l'amplificateur tout court.

RR - 03.19 : M. Camille LAGORD, 54 Champignoulles, nous demande conseil concernant un récepteur « ondes courtes ».

Le récepteur dont vous nous entretenez est certainement un bon petit poste OC ; néanmoins, il ne saurait être classé dans la catégorie « récepteurs de trafic ». Tout dépend donc de ce que vous souhaitez en faire.

Cet appareil ne demande précisément pas une antenne très longue. En conséquence, vous pourriez utiliser une antenne - fouet verticale de l'ordre de 2,50 m fixée sur votre balcon.

RR - 03.20 : M. Gabriel BOURDON, 30 Pont-Saint-Esprit, désire connaître les équivalences de différents semiconducteurs.

Transistors :
2 SA 562 : BC 327, BC 327-16, BC 297.

2 SC 373 : BC 167 B, BC 107, BC 237, BC 171, BC 183, BC 347.

2 SC 732 : comme le précédent.


2 SC 735 : BC 337, BC 232, BC 125.

2 SD 234 : BD 439, BD 243 A, BD 189.

Diode :
MZ 500-16 : BZX 83/C 10 (diode Zener 10 V).

RR - 03.21 : M. Claude BERNAY, 54 Neuves-Maisons, nous demande s'il est possible de monter deux indicateurs « VU-mètres » sur l'amplificateur BF 2 x 30 W dont la description a débuté sur notre numéro 1433.

Oui, cela est parfaitement possible. Pour le montage de deux « VU-mètres » sur les sorties de cet amplificateur, nous vous prions de bien vouloir vous reporter à notre article sur ce sujet publié à la page 289 du numéro 1535.



AUX RAYONS RESISTANCES

POTENTIOMETRES

CONDENSATEURS

SEMICONDUCTEURS

RELAIS BRICOLAGE

**CADEAUX
à
TOUT
ACHAT**

10529-75

100 FRS	10%
200 FRS	20%
300 FRS	30%

RAYON

AFFAIRES EN "OR"

ECONOMIE 50%

RADIO PRIM

POINTS DE VENTES:

B. R. BUDAPEST
S. R. L'ARQUEQUE
SIEGE : 6, ALLES VERTE

GARE ST-LAZARE
GARE DU NORD
BASTILLE

RR - 03.18 : M. Gabriel DAUSSAT, 63 Clermont-Ferrand, sollicite divers renseignements d'ordre BF.

RR - 03.22 : M. Gabriel PASQUETTE, 86 Poitiers, désirerait connaître la valeur de tous les composants entrant dans la construction du chargeur de batterie 12 volts régulés décrit à la page 278 du numéro 1374.

Voici les renseignements demandés (les types des semi-conducteurs indiqués sont choisis dans les fabrications R.T.C.) :

SCR₁ : BTY 87/ 400 R
SCR₂ : BTY 79/ 400 R
CR₁ : BZX 87/ CB V2
CR₂ : BYX 36/ 150
CR₃ et CR₄ : BYX 49/300.
R₅ : 47 Ω 1 W
R₆ : 1 k Ω 0,5 W
C₁ : 100 μ F 25 V.

Rectificatifs

UNE COMMANDE ANALOGIQUE A 4 VOIES

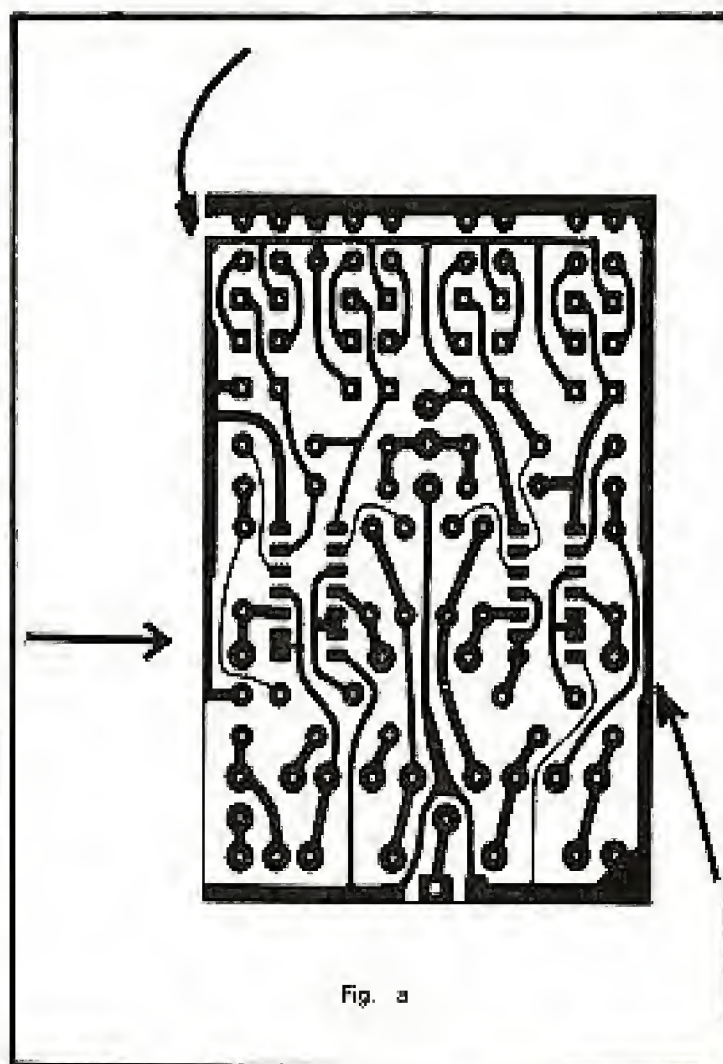


Fig. 3

Dans notre numéro 1634 page 72 quelques erreurs se sont glissées au niveau du circuit imprimé.

Les broches (8 et 9) du 4011 de gauche et (5 et 6) de celui de droite sont à relier sur le circuit imprimé à la bande cuivrée passant sous le circuit intégré.

Par ailleurs, il y a une liaison erronée en bas du circuit (voir flèche).

Le dessin rectifié du circuit imprimé est reproduit ci-contre.

BANC D'ESSAI BRAUN AUDIO 4000

NOUS avons testé, il y a bien longtemps la table de lecture Braun PS 550. La version électronique voit les touches mécaniques de sélection de la vitesse et du diamètre remplacées par des « sensors » électroniques. Plus de secousse à communiquer mais quelques problèmes s'étaient posés au moment de passer un disque de 30 cm 45 t/mn (on en fait de plus en plus chez les Hifistes).

L'importateur de Braun, Major, nous signale que cette lecture est possible. Le mode d'emploi en est le suivant :

« 1) Disques 45 t/mn 30 cm (gravures directe, etc.). Effleurer ou « caresser » (comme l'on désire) en même

temps les sensors 33 et 45 t/mn.

« 2) Disques 33 t/mn 17 cm (disques d'enfant) : a) « caresser » le sensor indiquant 45 t/mn ; b) lorsque le bras s'arrête au départ et au-dessus du disque « caresser » le sensor 33 t/mn. Pendant la descente du bras, la vitesse passe de 45 à 33 t/mn. »

Nous suggérerons donc une amélioration du produit en utilisant un bouton pour la vitesse (commutation d'un bistable) et un autre pour le changement de diamètre (le changement de vitesse opérant le changement de diamètre 45 t/17 cm et 33 t/30 cm). On pourrait aussi ajouter un autre bouton pour les disques hors du commun.

POUR TOUTS VOS TRAVAUX MINUTIEUX UNIVERSA IV



Cette loupe a été étudiée et expérimentée pour les divers travaux effectués dans les industries électriques : bobinage, câblage, soudure, assemblage et vérifications diverses.

- Grande précision 1/10, composée de 2 lentilles optiques.
- Grand champ de vision 180 mm de large x 210 mm de long.
- Distance de travail variant de 15 à 30 cm sous la lentille.
- Aucune déformation d'image.
- Adaptation à toutes les soudures ou arcs soudés (conducteur et rigide) sans fatigue.
- Eclairage en lumière blanche masquée par un réflecteur.
- Manipulation extrêmement facile (rotation, allongement).
- Mise au point automatique.
- Indispensable pour l'exécution de tous travaux avec rendement et qualité.

CONSTRUCTION ROBUSTE
Documentation gratuite sur demande

ÉTUDES SPÉCIALES SUR DEMANDE

JOUEL OPTIQUE LOGIQUE DE PRÉCISION

BUREAU
EXPOSITION et VENTE
89, rue Cardinet, PARIS (17^e)
Téléphone : C.A.R. 27-54
USINE : 42, avenue du Général-Ledem,
91-SALLANCOURT
Téléphone : 428-21-42

Revendeurs

NE LAISSEZ PAS AUX AUTRES
ce merveilleux potentiel que représentent
la vente des

KITS

NE VENEZ PAS MINUITER QUEL...

CHOISIR LE N° 1
de toute qualité



Importé et distribué en France par
Electronique-promotion
IMAGER - GENEVE



100% KIT - 100% PROMOTION - 100% QUALITÉ
N°1 des kits électroniques en France

Antenne Paris - 21, rue de la Vierge - 75013 Paris
Tél. : 34.02.00 ou 34.02.01 - Telex : 311.801

LE TRANSCEIVER SSB - 144 MHz IC 202

S'IL est un appareil qui a conquis le marché en peu de temps et se trouve dans les mains de bon nombre d'amateurs-émetteurs, c'est bien l'IC 202 de la firme japonaise ICOM (Inoue Communication Equipment Corporation). Véritable walkie-talkie de puissance, il possède toutes les qualités exigées d'un transceiver de dimensions normales, mais ne pèse pas plus de deux kilos, piles comprises, ce qui ne l'empêche nullement de délivrer un output de 3 W. Il comporte une antenne-fouet télescopique incorporée qui se trouve mise hors service automatiquement dès que l'on raccorde une antenne extérieure et on note le même automatisme dans l'alimentation. En effet, dès qu'une tension extérieure est branchée, les piles sont mises hors circuit.

Par alimentation extérieure, nous entendons celle fournie soit par une alimentation stabilisée séparée (maximum :

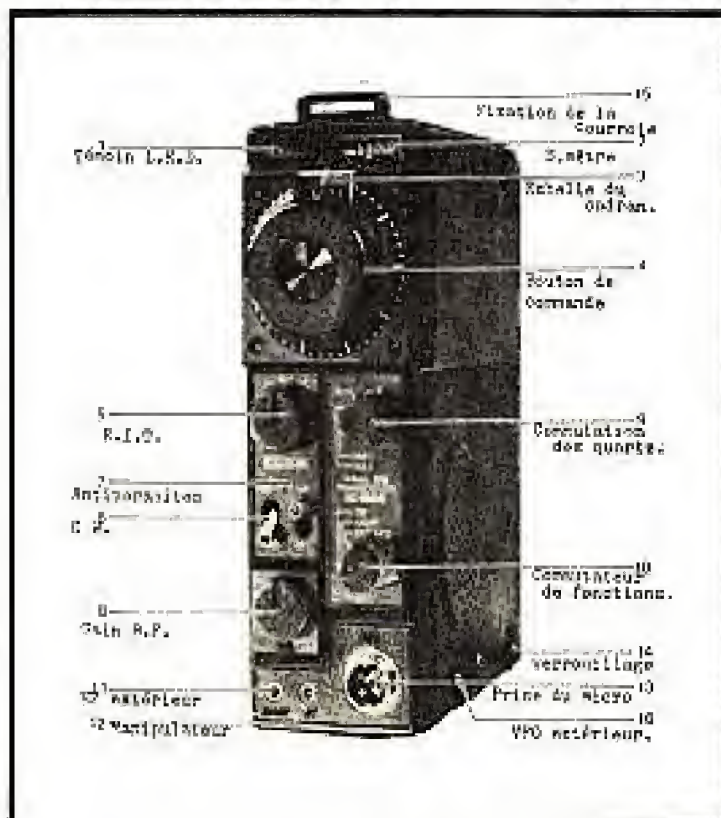
13,8 V, soit par la batterie d'une voiture, ce qui est d'une grande commodité pour le trafic en mobile. Mais 9 piles

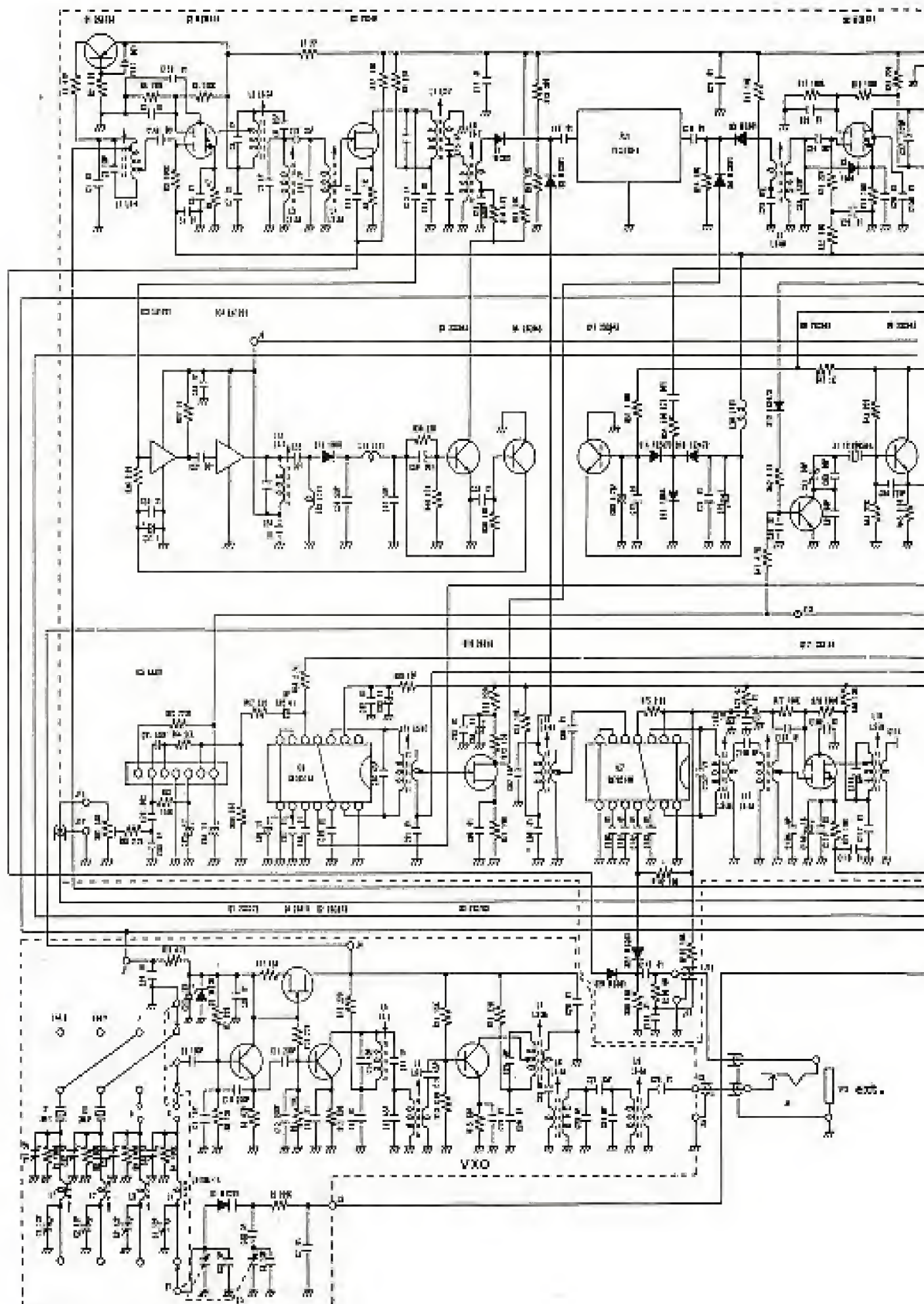
incorporées de 1,5 V (13,5 V) permettent un fonctionnement totalement autonome de bonne durée, si l'on veille à

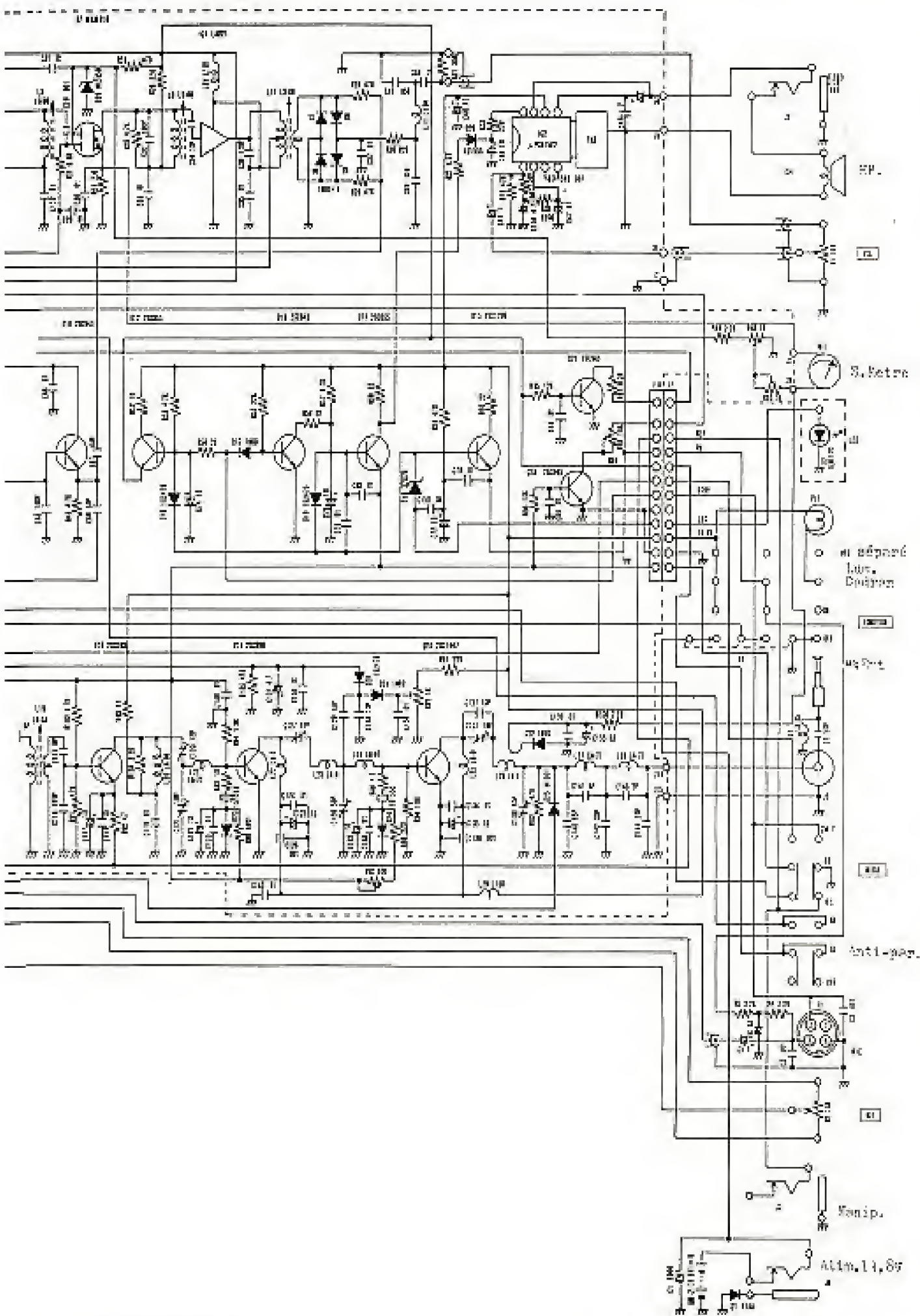
n'utiliser l'émission que de manière modérée.

L'appareil, sous un faible volume, comporte 19 transistors, 7 FET, 7 circuits intégrés et 33 diodes. Grâce à un VFO de bonne stabilité, il couvre, par segments de 200 kHz, la bande de 144 à 145 MHz, en bande latérale supérieure. La consommation en télégraphie est de 750 mA. En SSB, elle tombe à 540 mA avec une suppression de porteuse de 40 dB, une suppression de la bande latérale inférieure de plus de 40 dB à 1 kHz et une atténuation de tous les produits de fréquences indésirables supérieures à 60 dB.

La consommation en réception n'est que de 250 mA pour une puissance BF de 1 W et la sensibilité est de l'ordre du demi-microvolt pour un bruit de fond très réduit. Le récepteur est du type superhétérodyne à simple changement de fréquence, avec une fréquence intermédiaire de 10,7 MHz et filtre à quartz.

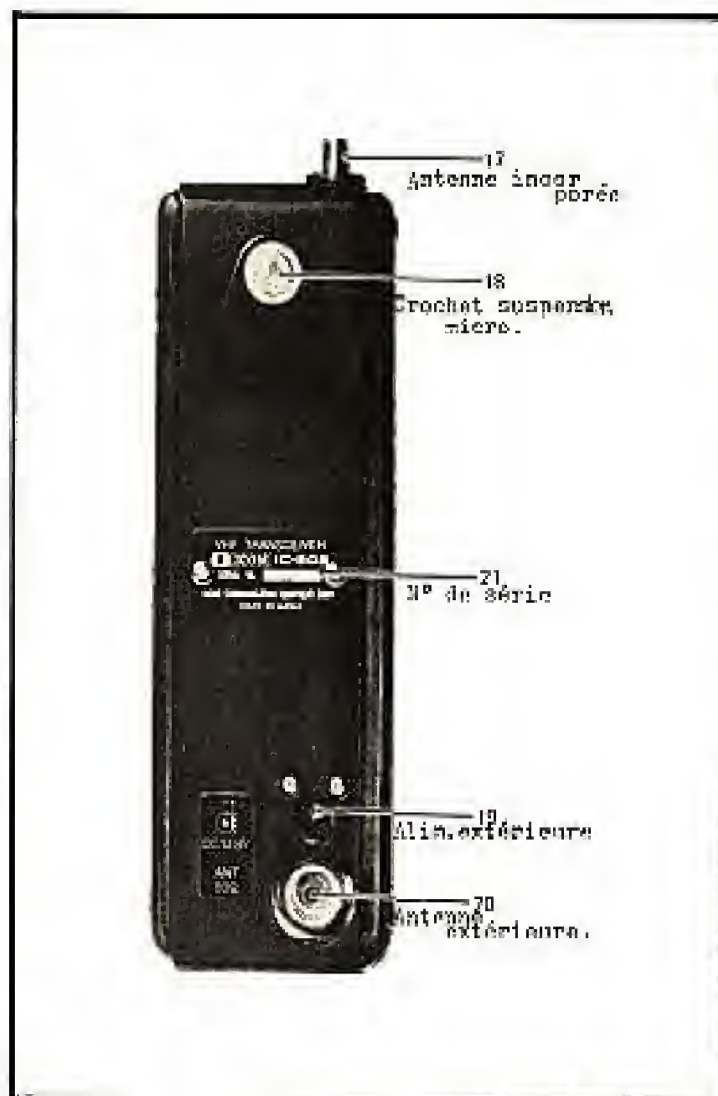






Une des parties communes à l'émission et à la réception est sans doute celle pour laquelle la qualité requise, au regard de la stabilité, est la plus importante, c'est sans conteste l'oscillateur à fréquence variable (VFO). La dérive mesurée sur l'IC 202 est de l'ordre de 200 Hz/heure, ce qui n'est pas mal, d'autant qu'une fois atteint l'équilibre thermique, la dérive est pratiquement nulle. Pour obtenir ce résultat, un ensemble de précautions indispensables ont été respectées. Tout d'abord, il faut remarquer que, puisque nous sommes en présence d'un simple changement de fréquence, le signal de l'oscillateur local doit se situer sur une fréquence de l'ordre de $144 - 10,7 = 133,3$ MHz. Un montage du type Super VFO aurait sans doute donné également toutes satisfaction mais on a préféré le montage plus simple et plus classique du VXO, c'est-à-dire d'un oscillateur à quartz de fréquence relativement basse et dont, au moyen d'une capacité variable, on fait dériver la fréquence de quelques kilohertz. Ce glissement modeste se trouve multiplié dans les étages successifs. C'est ainsi que, partant d'un quartz de 14,8 MHz, deux étages tripleurs, en cascade, portent la fréquence au voisinage de 133,3 MHz, de manière à couvrir le premier segment (144-144,2).

Un deuxième quartz, de fréquence fondamentale légèrement supérieure, pilote l'oscillateur sur 133,5 MHz, promettant d'atteindre le deuxième segment de la bande deux mètres (144,2-144,4). Deux supports, non équipés d'origine permettent d'engendrer une fréquence locale de 133,7 et 133,9, ce qui permet d'atteindre en deux segments supplémentaires la fréquence de 144,8 MHz. Si l'on désire couvrir les derniers 200 kHz de la bande pour travailler à partir des satellites du type Oscar (145,8 à 146), il faut, non seulement un quartz spécial portant l'oscillateur local à 135,1 MHz, mais encore procéder à un réalignement total de l'émetteur et du récepteur, les circuits HF étant alignés d'origine sur 144-145 MHz.



On notera cependant que la présence de quartz dans les supports restés libres peut entraîner, par absorption, une diminution notable de la tension de sortie du VFO. Les deux quartz d'origine permettent de couvrir la bande réservée à la SSB et le mieux est de s'en contenter, à moins de prévoir un VFO extérieur, séparé, permettant un recouvrement différent.

Si l'on se reporte au schéma de la figure 3, on note que les résistances R_1 à R_4 sont des résistances d'amortissement destinées à prévenir toute auto oscillation intempestive. L_1 à L_4 , avec C_1 à C_4 , contrôlent à la fois la fréquence de travail et l'étalement de la bande couverte. Le niveau de sortie normal est de l'ordre de 300 mV. On notera la présence d'un filtre passe-bande L_7 - L_8 - L_9 destiné à éliminer tout signal ou produit indésirable. Bien que la tension d'alimentation soit déjà stabilisée à +9 V par Q_{15} , une stabilisation aval (Q_6 et D_5) est prévue pour les trois étages

du VFO ainsi que pour le RIT. Ce dernier circuit qui, on le sait, ne fonctionne qu'à la réception, permet de décaler la fréquence d'écoute de ± 3 kHz par rapport à celle d'émission.

En position «réception», la tension positive (+9 V) pré-régulée est appliquée à travers R_{25} à la base de Q_{12} qui devient conducteur et elle rejoint le VXO à travers R_{10} , ainsi que le contrôle de RIT, R_2 et R_{27} , et la diode D_1 voit sa capacité varier avec la tension qui lui est appliquée par R_2 , d'où un glissement de fréquence vers le haut ou vers le bas. En position «émission», la base de Q_{12} n'étant plus positive, le transistor est bloqué et la tension positive est appliquée à travers R_{25} à la base de Q_{23} , qui devient conducteur. Elle traverse R_{10} - R_{28} et Q_{23} à l'intérieur du VXO. La tension apparaissant à la jonction de R_{10} et R_{28} est appliquée à D_1 , ce qui permet, du fait de deux tensions légèrement différentes, de voir D_1 présenter une capacité différente et de trans-

mettre sur une fréquence différente de celle d'écoute. La résistance R_{28} peut être ajustée de telle manière qu'en position centrale, la fréquence de réception et celle d'émission soient identiques.

Le récepteur

Le signal à recevoir est appliqué, à partir de l'antenne, à un filtre d'harmoniques, à travers le système de commutation émission-réception (D_{25}) à un étage d'amplification à faible bruit, équipé d'un transistor MOSFET à double porte Q_2 (MEM 616). C'est le transistor Q_2 qui commande l'action de la diode D_{25} , servant de relais émission-réception. En effet, en position émission, la tension d'alimentation 19 V du récepteur est coupée, ce qui ramène à zéro la tension de commande de Q_1 . La diode n'étant plus polarisée, simultanément la tension HF produite est détournée de Q_2 et appliquée à l'antenne fouet incorporée ou à l'antenne extérieure qui, lorsqu'elle est raccordée, débranche automatiquement l'antenne intérieure. Le mélangeur est un transistor FET (Q_3) (2 SK 48), dont le circuit de drain est chargé par un circuit-filtre, accordé sur 10,7 MHz. La tension HF, issue du VXO (300 mV) est appliquée à la source du même transistor dans une disposition classique. L'adjonction d'un VFO extérieur s'effectue par le jack miniature J_4 , ce qui a pour effet de déconnecter automatiquement la sortie du VXO local, dont la tension d'alimentation se trouve par ailleurs coupée, en position VFO-EXT. La sortie du VXO est protégée contre le rayonnement des produits indésirables des différentes multiplications (14,8, 44,4, 133 MHz) par un ensemble de filtres (L_7 à L_9), ce qui, par voie de conséquence, éloigne le risque de voir apparaître à la sortie du mélangeur autre chose qu'un signal MF à 10,7 MHz, mis en évidence à la fois dans L_8 et L_7 .

Suit alors un filtre à quartz FL_1 , dont l'entrée est commandée par les diodes D_1 et D_2 .

et la sortie par D_3 et D_4 , qui assurent la commutation automatique émission-réception. Sa fréquence, comme celle des filtres de l'amplificateur MF, $L_7-L_8-L_9-L_{10}$, est de 10,7 MHz, de même que celle de l'oscillateur local à fréquence fixe (BFO), piloté par un quartz de 10,6985 MHz, dont la tension de sortie est appliquée au démodulateur en anneau formé par quatre diodes 1N60. Les fréquences BF élevées sont coupées par un filtre passe-bas formé par C_{39} , L_{11} et C_{40} . Le potentiomètre de volume R_1 permet d'ajuster le signal BF appliqué au circuit de sortie IC_2 qui délivre une puissance de 1 W. L'ensemble $R_{32}-D_{23}$ en assure la polarisation.

Une partie du signal MF est relevée par C_{13} (1 pF) sur le train du mélangeur et dirigé vers une cascade de deux circuits intégrés (IC_3 et IC_4) amplificateurs, suivis d'une détection D_{11} (1N60). Le produit de la détection est divisé en deux : la tension BF résultante et les parasites captés par l'antenne. Le premier produit, amplifié par Q_5 et Q_4 (2 SC 945) fournit la tension de commande automatique de gain appliquée à IC_3 . Les impulsions amplifiées sont relevées après Q_5 pour être appliquées à la diode D_{11} , ce qui attendit leur entrée dans le filtre FL_1 . L'efficacité du système antiparasites de l'IC 202 est assez remarquable pour qu'on ne le passe pas sous silence.

L'émetteur

Il s'agit, comme le récepteur, d'un système à simple changement de fréquence, dont nous allons analyser sommairement la conception astucieuse. Le très faible signal BF, issu du microphone, est ajusté par le potentiomètre de niveau R_{61} . À partir duquel les fréquences, situées en dehors de la bande 300-3000 Hz approximativement, sont pratiquement coupées par le filtre R_{65} , C_{79} , C_{80} contre le signal BF, privilégié, amplifié par IC_5 , est appliqué au mélangeur équilibré,

IC_6 (SN 76514 N), en même temps que celui à 10,7 MHz, issu du BFO. Il en résulte un signal DSB de même fréquence, mis en évidence dans L_{14} , amplifié par le transistor FET, Q_{16} (2 SK 191), qui est canalisé vers le filtre FL_1 . Au sortir de celui-ci, à travers D_2 , c'est un signal SSB, de nouveau mis en évidence dans le circuit L_{15} , avant d'être appliqué au mélangeur IC_7 qui reçoit simultanément le signal HF du VFO intérieur (ou d'un VFO séparé). Nous sommes en effet en présence d'un double mélangeur équilibré, ce qui, une fois encore, traduit bien le souci du constructeur d'éliminer au maximum les produits indésirables.

C'est donc, à la sortie, un signal SSB-USB, à 144 MHz, qui est mis en évidence dans le filtre à double-circuit $L_{16}-L_{17}$ et amplifié par Q_{17} , chargé lui-même par un filtre identique. À partir de là, nous notons un amplificateur VHF linéaire à 3 étages : Q_{18} , Q_{19} , Q_{20} dont la puissance de sortie est de 3 W PEP. Les harmoniques de rang élevé sont éliminés par le filtre passe-bas $L_{27}-L_{28}$ et C_{140} à C_{142} , et le courant de repos du transistor final, ajusté par R_{90} est fixé à 30 mA.

Le circuit de commande automatique de niveau (ALC) est alimenté à partir de l'excitation de l'étage driver Q_{18} , redressée par D_{20} et D_{21} , la tension négative obtenue est appliquée au transistor amplificateur intermédiaire Q_{19} , ce qui agit sur le gain.

Lorsque l'appareil fonctionne en télégraphie, la tension appliquée au circuit préamplificateur BF, IC_5 , est réduite, en même temps que celle appliquée au circuit commandant la fréquence du BFO-oscillateur local, qui, par cet artifice, est augmentée d'un kHz, ce qui la situe à l'intérieur de la bande passante du filtre FL_1 . Simultanément, une tension continue est appliquée à la broche 5 du mélangeur équilibré, IC_6 , pour rétablir la porteuse. La manipulation s'effectue par simple coupure du retour du circuit émetteur ou source de Q_{17} et Q_{19} .

Un seul appareil de mesure sert à la fois de S-mètre à la

réception et d'indicateur de sortie à l'émission. Il est commandé par un pont formé par les résistances $R_{48}-R_{49}$, alimenté par une tension stabilisée par diode zéner (D_{28}). C'est, soit la tension d'AGC, soit une faible partie de la HF redressée qui lui est appliquée. La déflexion totale de même que le zéro sont contrôlés par $R_{48}-R_{50}$.

Alimentation

L'alimentation de l'IC 202 est effectuée soit à partir de 9 piles de 1,5 V en série et de durée forcément limitée, soit à partir d'une source externe reliée au secteur. La tension d'alimentation (13,8 V) est appliquée directement aux trois étages amplificateurs VHF de même qu'à l'amplificateur BF final IC_2 . Les autres circuits reçoivent diverses tensions régulées par diode zéner ou stabilisées par transistor. C'est ainsi que Q_{15} (2 SC 1209) produit une tension générale stabilisée de 9 V. L'éclat du LED de la face avant, varie avec la tension d'alimentation lorsque celle-ci tombe au-dessous de 10 V, ce qui permet de constater le fonctionnement et d'apprécier l'état des batteries.

En réception, le rôle de stabilisateur de tension est assumé par Q_{12} (2 SC 355) qui délivre une tension de 9,5 V. Le passage en émission s'effectue par simple pression sur le pédale du micro, ce qui se traduit par la mise à la masse de la résistance R_{54} qui entraîne l'annulation de l'alimentation du récepteur. De la même manière, le transistor Q_{14} (2 SB 355) délivre une tension stabilisée de 9,5 V, destinée à la section émetteur. La constante de temps du système de passage émission-réception est déterminée de telle manière que l'émission n'intervienne pas avant que le circuit d'entrée du récepteur soit protégé. L'alimentation stabilisée que nous utilisons personnellement est construite autour d'un transformateur capable de délivrer 25 V-1 A,

d'un pont redresseur 1N676 et d'un amplificateur opérationnel LM 309 K qui permet d'obtenir la tension ajustable demandée (13,8 V).

La stabilité est totale, même sur les plus forts appels de courant en position émission. Enfin, on peut réunir l'IC 202 à la batterie 12 V d'une voiture,

Conclusion

Avec une sensibilité excellente (0,5 mV pour un rapport signal-bruit de 10 dB) le récepteur se range parmi les meilleurs. Il présente en outre une absence totale d'«oiseaux» parasites, une sélectivité convenable et une bonne tenue en regard de la transmodulation. Sa puissance, bien que modeste, permet des liaisons exceptionnelles avec une bonne antenne. Nous avons personnellement réalisé plusieurs contacts à plus de 500 km, mais les liaisons réussies sur batteries intérieures et antenne-fouet sont très spectaculaires et leur énumération serait fastidieuse. L'IC 202 n'est pas un gadget mais un véritable transceiver, qui ne demande que d'être suivi par un amplificateur linéaire pour rivaliser avec la plupart des appareils des catégories supérieures.

Robert PIAT
(F3XY)

L'ARGUS DE L'OCCASION DES MATERIELS ELECTRONIQUES

CONDITIONS GENERALES : les cotes qui vont suivre sont cotées à titre indicatif et n'engagent d'aucune façon la responsabilité du Haut-Parleur. La liste du matériel n'est pas exhaustive. Elle comporte les principales marques distribuées en France.

ETAT DU MATERIEL : les cotations concernent des appareils en parfait état de fonctionnement et d'aspect neuf.

GARANTIE : les appareils dans la garantie est en cours ont une plus-value de 15 % à considérer au moment de la transaction.

REPRISE : en cas de reprise ou d'achat, il y a lieu de diminuer le prix indiqué de 15 % pour charges et frais professionnels.

MATERIEL IMPORTE : les transactions sont indiquées pour du matériel importé officiellement et possédant le bon de garantie de l'importateur.

FABRICATION : les matériels ne se fabriquant plus ont une moins-value à considérer au moment de l'achat.

ANNEE : 1974 correspond aux appareils achetés entre le 1/10/1973 et le 30/9/1974.
- 1975 correspond aux appareils achetés entre le 1/10/1974 et le 30/9/1975 - 1976 correspond aux appareils achetés entre le 1/10/1975 et le 30/9/1976 - 1977 correspond aux appareils achetés entre le 1/10/1976 et le 30/9/1977.

ANNUAL	1974	1975	1976	1977	1978	1979	1980	1981	1982	1983	1984	1985	1986	1987	1988	1989	1990	1991	1992	1993	1994	1995	1996	1997	1998	1999	2000	2001	2002	2003	2004	2005	2006	2007	2008	2009	2010	2011	2012	2013	2014	2015	2016	2017	2018	2019	2020	2021	2022	2023	2024	2025	2026	2027	2028	2029	2030	2031	2032	2033	2034	2035	2036	2037	2038	2039	2040	2041	2042	2043	2044	2045	2046	2047	2048	2049	2050	2051	2052	2053	2054	2055	2056	2057	2058	2059	2060	2061	2062	2063	2064	2065	2066	2067	2068	2069	2070	2071	2072	2073	2074	2075	2076	2077	2078	2079	2080	2081	2082	2083	2084	2085	2086	2087	2088	2089	2090	2091	2092	2093	2094	2095	2096	2097	2098	2099	2100	2101	2102	2103	2104	2105	2106	2107	2108	2109	2110	2111	2112	2113	2114	2115	2116	2117	2118	2119	2120	2121	2122	2123	2124	2125	2126	2127	2128	2129	2130	2131	2132	2133	2134	2135	2136	2137	2138	2139	2140	2141	2142	2143	2144	2145	2146	2147	2148	2149	2150	2151	2152	2153	2154	2155	2156	2157	2158	2159	2160	2161	2162	2163	2164	2165	2166	2167	2168	2169	2170	2171	2172	2173	2174	2175	2176	2177	2178	2179	2180	2181	2182	2183	2184	2185	2186	2187	2188	2189	2190	2191	2192	2193	2194	2195	2196	2197	2198	2199	2200	2201	2202	2203	2204	2205	2206	2207	2208	2209	2210	2211	2212	2213	2214	2215	2216	2217	2218	2219	2220	2221	2222	2223	2224	2225	2226	2227	2228	2229	2230	2231	2232	2233	2234	2235	2236	2237	2238	2239	2240	2241	2242	2243	2244	2245	2246	2247	2248	2249	2250	2251	2252	2253	2254	2255	2256	2257	2258	2259	2260	2261	2262	2263	2264	2265	2266	2267	2268	2269	2270	2271	2272	2273	2274	2275	2276	2277	2278	2279	2280	2281	2282	2283	2284	2285	2286	2287	2288	2289	2290	2291	2292	2293	2294	2295	2296	2297	2298	2299	2300	2301	2302	2303	2304	2305	2306	2307	2308	2309	2310	2311	2312	2313	2314	2315	2316	2317	2318	2319	2320	2321	2322	2323	2324	2325	2326	2327	2328	2329	2330	2331	2332	2333	2334	2335	2336	2337	2338	2339	2340	2341	2342	2343	2344	2345	2346	2347	2348	2349	2350	2351	2352	2353	2354	2355	2356	2357	2358	2359	2360	2361	2362	2363	2364	2365	2366	2367	2368	2369	2370	2371	2372	2373	2374	2375	2376	2377	2378	2379	2380	2381	2382	2383	2384	2385	2386	2387	2388	2389	2390	2391	2392	2393	2394	2395	2396	2397	2398	2399	2400	2401	2402	2403	2404	2405	2406	2407	2408	2409	2410	2411	2412	2413	2414	2415	2416	2417	2418	2419	2420	2421	2422	2423	2424	2425	2426	2427	2428	2429	2430	2431	2432	2433	2434	2435	2436	2437	2438	2439	2440	2441	2442	2443	2444	2445	2446	2447	2448	2449	2450	2451	2452	2453	2454	2455	2456	2457	2458	2459	2460	2461	2462	2463	2464	2465	2466	2467	2468	2469	2470	2471	2472	2473	2474	2475	2476	2477	2478	2479	2480	2481	2482	2483	2484	2485	2486	2487	2488	2489	2490	2491	2492	2493	2494	2495	2496	2497	2498	2499	2500	2501	2502	2503	2504	2505	2506	2507	2508	2509	2510	2511	2512	2513	2514	2515	2516	2517	2518	2519	2520	2521	2522	2523	2524	2525	2526	2527	2528	2529	2530	2531	2532	2533	2534	2535	2536	2537	2538	2539	2540	2541	2542	2543	2544	2545	2546	2547	2548	2549	2550	2551	2552	2553	2554	2555	2556	2557	2558	2559	2560	2561	2562	2563	2564	2565	2566	2567	2568	2569	2570	2571	2572	2573	2574	2575	2576	2577	2578	2579	2580	2581	2582	2583	2584	2585	2586	2587	2588	2589	2590	2591	2592	2593	2594	2595	2596	2597	2598	2599	2600	2601	2602	2603	2604	2605	2606	2607	2608	2609	2610	2611	2612	2613	2614	2615	2616	2617	2618	2619	2620	2621	2622	2623	2624	2625	2626	2627	2628	2629	2630	2631	2632	2633	2634	2635	2636	2637	2638	2639	2640	2641	2642	2643	2644	2645	2646	2647	2648	2649	2650	2651	2652	2653	2654	2655	2656	2657	2658	2659	2660	2661	2662	2663	2664	2665	2666	2667	2668	2669	2670	2671	2672	2673	2674	2675	2676	2677	2678	2679	2680	2681	2682	2683	2684	2685	2686	2687	2688	2689	2690	2691	2692	2693	2694	2695	2696	2697	2698	2699	2700	2701	2702	2703	2704	2705	2706	2707	2708	2709	2710	2711	2712	2713	2714	2715	2716	2717	2718	2719	2720	2721	2722	2723	2724	2725	2726	2727	2728	2729	2730	2731	2732	2733	2734	2735	2736	2737	2738	2739	2740	2741	2742	2743	2744	2745	2746	2747	2748	2749	2750	2751	2752	2753	2754	2755	2756	2757	2758	2759	2760	2761	2762	2763	2764	2765	2766	2767	2768	2769	2770	2771	2772	2773	2774	2775	2776	2777	2778	2779	2780	2781	2782	2783	2784	2785	2786	2787	2788	2789	2790	2791	2792	2793	2794	2795	2796	2797	2798	2799	2800	2801	2802	2803	2804	2805	2806	2807	2808	2809	2810	2811	2812	2813	2814	2815	2816	2817	2818	2819	2820	2821	2822	2823	2824	2825	2826	2827	2828	2829	2830	2831	2832	2833	2834	2835	2836	2837	2838	2839	2840	2841	2842	2843	2844	2845	2846	2847	2848	2849	2850	2851	2852	2853	2854	2855	2856	2857	2858	2859	2860	2861	2862	2863	2864	2865	2866	2867	2868	2869	2870	2871	2872	2873	2874	2875	2876	2877	2878	2879	2880	2881	2882	2883	2884	2885	2886	2887	2888	2889	2890	2891	2892	2893	2894	2895	2896	2897	2898	2899	2900	2901	2902	2903	2904	2905	2906	2907	2908	2909	2910	2911	2912	2913	2914	2915	2916	2917	2918	2919	2920	2921	2922	2923	2924	2925	2926	2927	2928	2929	2930	2931	2932	2933	2934	2935	2936	2937	2938	2939	2940	2941	2942	2943	2944	2945	2946	2947	2948	2949	2950	2951	2952	2953	2954	2955	2956	2957	2958	2959	2960	2961	2962	2963	2964	2965	2966	2967	2968	2969	2970	2971	2972	2973	2974	2975	2976	2977	2978	2979	2980	2981	2982	2983	2984	2985	2986	2987	2988	2989	2990	2991	2992	2993	2994	2995	2996	2997	2998	2999	3000	3001	3002	3003	3004	3005	3006	3007	3008	3009	3010	3011	3012	3013	3014	3015	3016	3017	3018	3019	3020	3021	3022	3023	3024	3025	3026	3027	3028	3029	3030	3031	3032	3033	3034	3035	3036	3037	3038	3039	3040	3041	3042	3043	3044	3045	3046	3047	3048	3049	3050	3051	3052	3053	3054	3055	3056	3057	3058	3059	3060	3061	3062	3063	3064	3065	3066	3067	3068	3069	3070	3071	3072	3073	3074	3075	3076	3077	3078	3079	3080	3081	3082	3083	3084	3085	3086	3087	3088	3089	3090	3091	3092	3093	3094	3095	3096	3097	3098	3099	3100	3101	3102	3103	3104	3105	3106	3107	3108	3109	3110	3111	3112	3113	3114	3115	3116	3117	3118	3119	3120	3121	3122	3123	3124	3125	3126	3127	3128	3129	3130	3131	3132	3133
--------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------

Eumig »High Concert Fidelity«

La technologie de l'ordinateur au service...
...de la musique



— Une nouvelle orientation dans la technique des cassettes Hi-Fi —



eumig